



Universidad  
Carlos III de Madrid

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



**TRABAJO FIN DE GRADO**

***IMPLEMENTACIÓN DE DCO-OFDM  
MEDIANTE SDR***

Autor: RUBÉN MORALES FERNÁNDEZ

Tutor: VÍCTOR PEDRO GIL JIMÉNEZ

Leganés, octubre de 2017



# AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, quiero dar las gracias a la universidad Carlos III de Madrid por esta oportunidad y en especial a Víctor, por haber confiado en mí para realizar este trabajo fin de grado, por su inestimable ayuda en el desarrollo del mismo, sin él hubiese sido imposible realizarlo.

En segundo lugar, me gustaría agradecer a mi familia, a mi pareja y mis amigos todo el apoyo, motivación y ayuda que me han brindado durante estos años de esfuerzo y trabajo.

Por último, me gustaría concluir los agradecimientos mencionando una cita que durante esta dura etapa de mi vida me ha servido de directriz y guía para alcanzar mis metas.

*“Quien lucha sin descanso, triunfa”* Louis Zamperini.

# INDICE

RESUMEN.....	VIII
ABSTRACT .....	IX
1. MOTIVACIÓN .....	1
1.1 Comunicaciones por luz visible .....	1
1.2 ¿Qué es el Li-Fi?.....	2
1.3 Historia de las tecnologías VLC y Li-Fi. ....	3
1.4 Ventajas y desventajas del Li-Fi.....	4
1.5 Futuros usos .....	5
1.6 Antecedentes .....	6
1.7 Marco socioeconómico .....	7
1.8 Marco regulador.....	8
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....	9
2.1 Multiplexación por división de frecuencias ortogonales .....	9
2.2 Modulación Óptica.....	9
2.3 OFDM con adición de señal DC óptica .....	10
2.3 Modulación .....	11
<b>2.3.1 Modulación QPSK</b> .....	12
<b>2.3.2 Modulación QAM</b> .....	13
2.4 Simetría Hermítica .....	14
2.5 Transformada inversa de Fourier .....	15
2.6 Adición de una señal DC óptica .....	18
2.7 Prefijo cíclico .....	19
2.8 Transmisor DCO-OFDM .....	21
2.9 Receptor DCO-OFDM .....	22
2.10 Ventajas y desventajas de los sistemas DCO-OFDM.....	23
2.11 Alternativas .....	25
<b>2.11.1 ACO-OFDM</b> .....	25
<b>2.11.2 OOK</b> .....	26
3. SOFTWARE.....	27
3.1 USRP-2920 y LabVIEW .....	27
3.2 LabVIEW .....	30

3.3 Software Defined Radio (SDR) .....	32
3.4 Universal Software Radio Peripheral .....	32
3.5 Arquitectura USRP – 2920.....	33
3.6 Justificación del entorno de programación .....	34
3.7 Desarrollo experimental del sistema .....	34
<b>3.7.1 Desarrollo experimental del modulador DCO-OFDM .....</b>	<b>34</b>
<b>3.7.2 Desarrollo experimental del demodulador DCO-OFDM.....</b>	<b>42</b>
3.8 Conexión USRP–2920 con el PC .....	44
4. HARDWARE .....	46
4.1 Transmisor .....	46
4.2 Evolución del LED.....	48
4.3 Ventajas y desventajas de los LEDs.....	49
4.4 Diseño del transmisor .....	50
4.5 Receptor.....	51
4.6 Diseño del receptor .....	53
4.7 Diseño completo .....	56
5. PLANIFICACIÓN DEL TRABAJO Y PRESUPUESTO .....	57
5.1 Diagrama de Gantt .....	57
5.2 Presupuesto .....	58
6. RESULTADOS, CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....	60
6.1 Resultados .....	60
6.2 Conclusiones .....	61
6.3 Líneas futuras .....	62
7. EXTENDED ABSTRACT .....	63
7.1 Motivation.....	63
7.2 Theoretical fundament .....	65
7.3 Software.....	66
7.4 Hardware.....	68
7.5 Conclusions and future lines .....	69
BIBLIOGRAFÍA .....	71
ANEXOS .....	73

# INDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1 Espectro de luz visible [1].....	01
Fig. 1.2 Li-Fi.....	02
Fig. 1.3 Ejemplo funcionamiento Li-Fi .....	03
Fig. 1.4 Li-Fi oficina vs calle [2].....	05
Fig. 1.5 Futuros usos Li-Fi [3].....	06
Fig. 2.1 Portadoras OFDM [7].....	08
Fig. 2.2 Ejemplo paso de bits a símbolos.....	09
Fig. 2.3 Diagrama de bloques OFDM [8].....	10
Fig. 2.4 Diagrama de bloques OFDM-DCO.....	10
Fig. 2.5 Símbolos Q-PSK.....	11
Fig. 2.6 Símbolos 16-QAM.....	12
Fig. 2.7 Generador matriz símbolos QAM.....	13
Fig. 2.8 Simetría Hermítica.....	14
Fig. 2.9 Primera etapa del proceso FFT.....	16
Fig. 2.10 Paso del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.....	17
Fig. 2.11 Ejemplo adición de una señal DC óptica.....	18
Fig. 2.12 Inserción del prefijo cíclico.....	19
Fig. 2.13 Transmisor OFDM-DCO.....	20
Fig. 2.14 Receptor OFDM-DCO.....	21
Fig. 2.15 Ejemplo mínima distancia euclidiana.....	22
Fig. 2.16 Ejemplo modulación OOK [12].....	25
Fig. 3.1 Inserción IPv4.....	26
Fig. 3.2 niUSRP Open Rx Session.vi y niUSRP Open Tx Session.vi.....	27
Fig. 3.3 niUSRP Configure Signal.vi.....	27
Fig. 3.4 niUSRP Fetch Rx Data (poly).vi.....	28
Fig. 3.5 niUSRP Fetch Tx Data (poly).vi.....	28
Fig. 3.6 niUSRP Close Session.vi.....	28
Fig. 3.7 NiUSRP Initiate.vi.....	28
Fig. 3.8 NiUSRP Abort.vi.....	29
Fig. 3.9 Tipos de datos en LabVIEW [13].....	30
Fig. 3.10 Panel frontal vs Diagrama de bloques.....	31
Fig. 3.11 Tarjeta madre e hija.....	32
Fig. 3.12 Modulate PSK.vi.....	34
Fig. 3.13 Generate Filter Parameters.vi.....	34
Fig. 3.14 Generate System Parameters.vi.....	35
Fig. 3.15 Verificación de modulación QPSK.....	36
Fig. 3.16 Modulate QAM.vi.....	36
Fig. 3.17 Verificación de modulación 16-QAM.....	37
Fig. 3.18 Complex conjugate.....	38

Fig. 3.19 Ejemplo 2 símbolos OFDM.....	39
Fig. 3.20 Inverse FFT.vi.....	39
Fig. 3.21 Verificación IFFT.....	40
Fig. 3.22 Verificación DCO y prefijo cíclico.....	41
Fig. 3.23 Subtrac.....	42
Fig. 3.24 FFT.vi.....	42
Fig. 3.25 Map Symbols To Bits.vi.....	43
Fig. 3.26 Interconexiones USRP con PC [13].....	44
Fig. 4.1 Funcionamiento LED.....	46
Fig. 4.2 Estructura y composición del LED [15].....	46
Fig. 4.3 Intensidad vs Voltaje de operación.....	47
Fig. 4.4 Esquemático transmisor.....	50
Fig. 4.5 Fotodiodo.....	51
Fig. 4.6 Fotodiodos polarización.....	51
Fig. 4.7 Esquemático receptor.....	52
Fig. 4.8 Análisis esquemático receptor.....	53
Fig. 4.9 Esquemático receptor final.....	54
Fig. 4.10 Esquemático diseño completo.....	56
Fig. 5.1 Diagrama de Gantt.....	56
Fig. 6.1 Gráfica Bits transmitidos vs tiempo para procesamiento QPSK.....	59
Fig. 6.2 Gráfica Bits transmitidos vs tiempo para procesamiento 16-QAM.....	59

# INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Longitudes de onda según material .....	52
Tabla 2. Costes de personal .....	57
Tabla 3. Coste de material .....	57
Tabla 4. Coste total .....	58
Tabla 5. Resultados con QPSK.....	58
Tabla 6. Resultados con 16-QAM.....	59



# NOTACIÓN

ADC	Analog to Digital Converter
BER	Bit Error Rate
CP	Cyclic Prefix
CRC	Cyclic Redundancy Check
DAC	Digital to Analog Converter
DCO	Direct Component Optical
DD	Direct Detection
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ICI	Inter Carrier Interference
IM	Intensity modulation
IP	Internet Protocol
ISI	Inter Symbol Interference
LED	Light Emitting Diode
Li-Fi	Light Fidelity
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off Keying
OWC	Optical Wireless Communication
PAPR	Peak Average Power Ratio
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
RX	Receiver
SDR	Software-defined radio
SNR	Signal to Noise Ratio
TX	Transmitter
USRP	Universal Software Radio Peripheral
VI	Virtual Instrument
VLC	Visible Light Communication
Wi-Fi	Wireless Fidelity

# RESUMEN

El presente trabajo realiza el estudio y el diseño de un sistema VLC completo, transmisiones de datos a través del espectro de luz visible, utilizando la técnica de multiplexación en el dominio de la frecuencia OFDM, con adición de una señal DC óptica, la cual permite optimizar el uso del espectro a través de ondas subportadoras ortogonales.

El proyecto está dividido en diferentes secciones que explican los procesos realizados hasta la definitiva construcción del trabajo.

DCO-OFDM toma como entrada el flujo de bits que se desea transmitir, los agrupa en símbolos utilizando bien QPSK o 16-QAM. Sobre estos símbolos genera su matriz Hermítica y posteriormente pasa a trabajar del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo gracias a la transformada inversa rápida de Fourier. Para lograr adaptarse al sistema óptico transmitiendo valores positivos se adiciona una señal DC óptica al convencional OFDM.

La implementación del software DCO-OFDM se ha generado utilizando el lenguaje gráfico de programación LabVIEW y se han realizado las conexiones pertinentes entre el ordenador maestro y los dispositivos USRP.

En el apartado posteriorse realiza el diseño teórico tanto del hardware emisor como del receptor. El transmisor está formado por un drive conversor voltaje – intensidad, dónde la señal generada por el USRP, cuya amplitud viene dada en voltaje y corresponde con la señal DCO-OFDM programada, es transformada a corriente y alimentado al diodo LED. El receptor por el contrario está compuesto por un fotodiodo y un circuito amplificador de transimpedancia, logrando pasar de las variaciones de luz capturadas a una señal de corriente, dicha señal es enviada de vuelta al USRP para su posterior demodulación.

Se concluye el trabajo fin de grado mostrando y analizando diferentes alternativas a la propuesta seleccionada para esta implementación.

**Palabras clave:** OFDM-DCO, VLC, USRP, LabVIEW, LED, Fotodiodo

# ABSTRACT

The present work performs the study and design of a complete VLC system, transmissions of data through the visible light spectrum, using the technique of multiplexing in the OFDM frequency domain, with the addition of an optical DC signal, which allows optimizing the use of the spectrum through orthogonal subcarrier waves.

The project is divided into different sections which explain the processes carried out until the final construction of the work.

DCO-OFDM takes as input the bit stream to be transmitted, groups them into symbols using either QPSK or 16-QAM. On these symbols generates its Hermitical matrix and later it goes away to work from the domain of the frequency to the time domain thanks to the fast inverse Fourier transform. In order to adapt to the optical system by transmitting positive values an optical DC signal is added to the conventional OFDM.

The implementation of the DCO-OFDM software has been generated using the Lab VIEW graphical programming language and relevant connections have been made between the master computer and the USRP devices.

In the following section, the theoretical design of both the sending and the receiving hardware is carried out. The transmitter is formed by drive converter, voltage - current, where the signal generated by the USRP, whose amplitude is given in voltage and corresponds to the programmed DCO - OFDM signal, is transformed to current and fed to the LED. The receiver on the other hand is composed of a photodiode and a trans-impedance amplifier circuit, able to pass from the captured light variations to a current signal, that signal is sent back to the USRP for later demodulation.

The End of Grade Work is concluded showing and analyzing different alternatives to the proposal selected for this implementation.

**Key words:** DCO-OFDM, VLC, USRP, LabVIEW, LED, Photodiode

# 1. MOTIVACIÓN

## 1.1 Comunicaciones por luz visible

Para comenzar se realiza una introducción a las transmisiones de datos a través del espectro de luz visible (VLC). Estas comunicaciones surgen como una alternativa a los sistemas de radiofrecuencia, en entornos donde existen severas restricciones de emisión electromagnética y para lograr un desahogo ante la saturación del espectro de dichos sistemas.

El hecho principal que ha llevado al desarrollo de estos sistemas es el acrecentamiento de los dispositivos LED (Light Emitting Diode). El uso de bombillas convencionales se está remplazando por esta nueva tecnología. Los dispositivos LED permiten altas velocidades de conmutación lo que posibilita su utilización no sólo como sistema de iluminación sino también como un medio para transmitir la información.

La transmisión de datos se puede realizar en cualquier intervalo del rango de luz visible, este espectro se sitúa entre los 400 – 800 THz (Fig. 1.1). Estas características están reflejadas en las especificaciones para el protocolo 802.15.7 generado por IEEE.



*Fig. 1.1 Espectro de luz visible [1]*

El color del LED marca la velocidad de transmisión, cuanto más lejos del blanco mayor velocidad se obtiene gracias al uso de un mayor espectro de frecuencia.

Una potente utilidad de este tipo de comunicaciones inalámbricas y con más futuro es el Li-Fi (light Fidelito).

## 1.2 ¿Qué es el Li-Fi?



En este apartado se presenta el concepto de Li-fi (light Fidelito), como una potente alternativa al Wi-fi. Li-Fi es una particularización de VLC, que utiliza el espectro de luz visible para proporcionar acceso a Internet.

El objetivo del Li-fi es transmitir información a través de las tradicionales bombillas LED al mismo tiempo que se ilumina una estancia. Para lograr este fin se codifica la información y se modula las

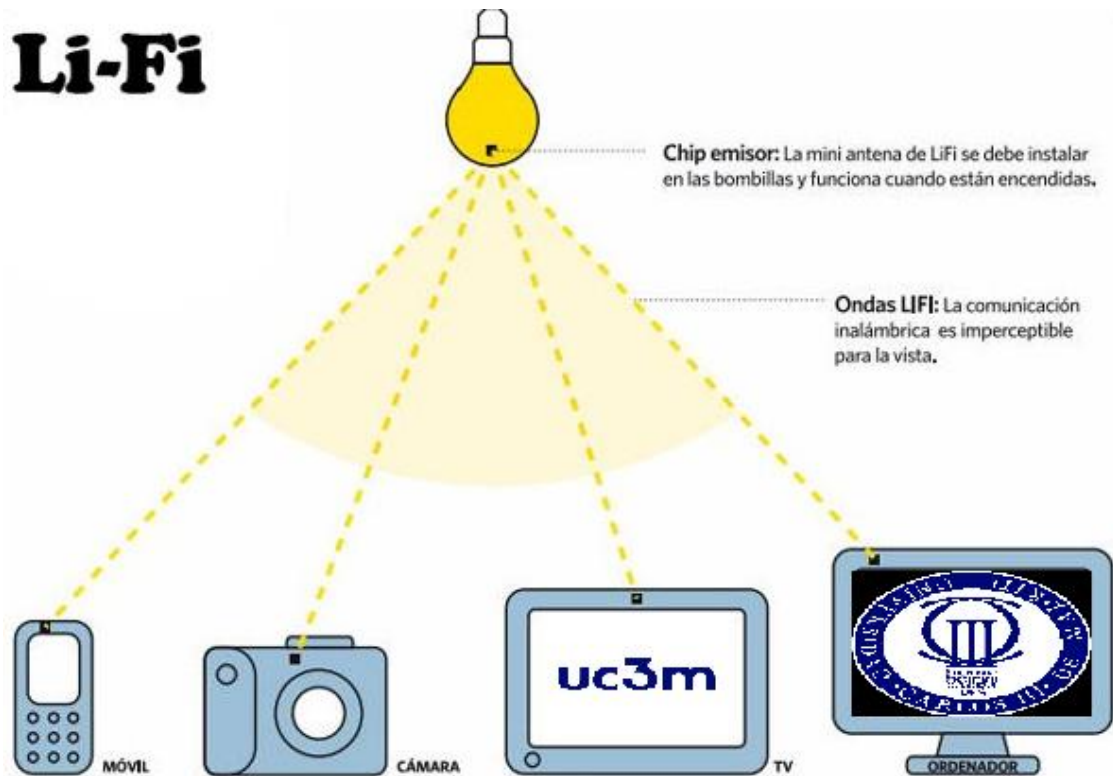
*Fig. 1.2 Li-Fi*

frecuencias de trabajo de los LEDs.

Este sistema envía la información en forma binaria, siendo uno el encendido del LED y cero la ausencia de luz, a una velocidad tan elevada que el ojo humano es incapaz de percibir este parpadeo.

El emisor está formado por un modulador generador de pulsos de luz, mientras que la parte del receptor está constituido por un fotodiodo encargado de recoger los cambios de luz y enviarlos de nuevo al dominio eléctrico (Fig. 1.3).

A modo resumen se puede decir que el Li-Fi es una alternativa a la red de acceso Wi-Fi que utiliza el espectro de la luz visible para la transmisión inalámbrica de datos [2].



*Fig. 1.3 Ejemplo funcionamiento Li-Fi*

## 1.3 Historia de las tecnologías VLC y Li-Fi.

El comienzo de la historia del VLC parte del año 1880 cuando el científico e inventor británico Alexander Graham Bell logró la transmisión, mediante el uso de las ondas de luz solar como medio de transporte, de un mensaje de voz. Esta transferencia recorrió una distancia de 213 metros.

Hay que esperar algunos años hasta que los avances tecnológicos en los dispositivos LEDs permitiesen otro gran salto en los sistemas VLC. Los LEDs poseen unas características que posibilitan variar su intensidad a gran velocidad, consiguiendo la no detección de esta variación de luz por parte del ojo humano.

En 1990 gracias a estudios realizados en países como Alemania, Japón o Corea, se presenta la tecnología LED dividida en tres categorías: luz visible, ultravioletas e infrarrojos [3].

A partir de este punto, comienzan las investigaciones en la emisión de información a través de la luz visible mediante esta nueva tecnología.

Hararld Haas, ingeniero de la universidad de Edimburgo, es considerado el padre de la tecnología Li-Fi. En el año 2007 con la ayuda de su equipo Herarld consiguió transmitir datos por medio de la luz visible variando la intensidad de los LED y evitando que el ojo humano detectara estos cambios. Haas moduló y codifico la información a una velocidad de 100 millones por ciclo, es decir a una frecuencia de 100 MHz.

En 2011 se creó el Consorcio Li-Fi, constituido por cuatro organizaciones innovadoras y con el objetivo de evolucionar las comunicaciones inalámbricas ópticas. Este desarrollo surgía como una posible solución a la progresiva saturación del espectro de las ondas de radio.

Por ultimo en 2014, en la Mobile World Congress de Barcelona, pureLiFi, compañía cofundada por Haas, presenta el primer sistema comercial de Li-Fi, llamado Li-1st, aunque con el inconveniente de poseer una difusión limitada.

## 1.4 Ventajas y desventajas del Li-Fi

El nacimiento de la tecnología Li-Fi no hace probable el reemplazamiento del Wi-Fi en su totalidad. Ambos sistemas son complementarios y su uso en conjunto logrará la creación de redes más seguras y más rápidas [2].

### **Ventajas:**

Una de las principales virtudes del sistema Li-Fi es que al usar luz visible no satura parte del espectro utilizado actualmente por otros sistemas, como el Wi-Fi.

Como ya se comentó para la correcta transmisión el receptor debe estar bañado por el haz de luz emisor, esta característica permite un gran control sobre a quién están llegando los datos, mejorando la seguridad de las redes de corto alcance.

La velocidad que llega a alcanzar este sistema es de 500 Mbps (megabits por segundo), esto significa una velocidad 5 veces superior al Wi-Fi.

En el ámbito económico este sistema posee grandes ventajas, ya que, sin cambios muy significativos, utilizando las bombillas LED de uso doméstico e incorporando receptores a los equipos de los usuarios se formaría el sistema Li-Fi. Se dice que es hasta 10 veces más económico que el Wi-Fi.

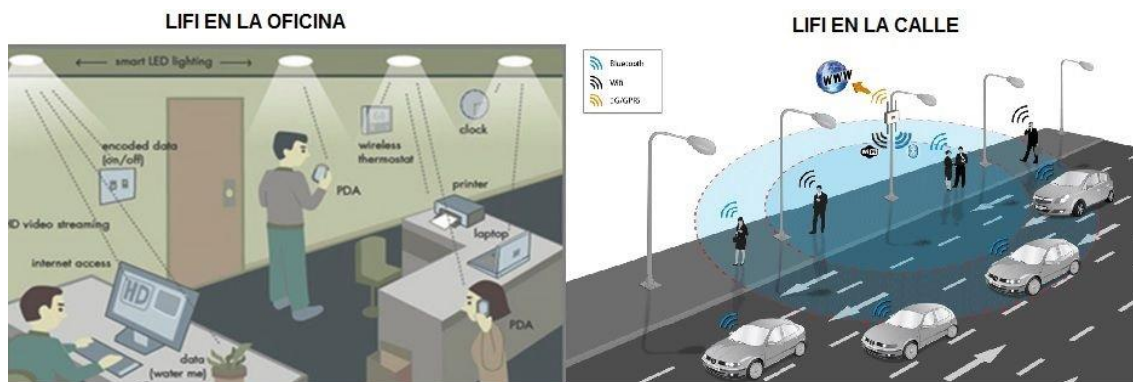
## Desventajas:

El principal inconveniente del sistema Li-Fi es su reducido alcance por foco. Tiene como máxima longitud de funcionamiento los 10 metros.

La característica que provocaba el baño del receptor por el haz de luz emisor y que generaba una ventaja en seguridad también hace que la cobertura y transmisión se vean interrumpidas cuando un objeto se interpone en el haz de luz.

Otros inconvenientes son que no funciona bajo la luz solar directa, no atraviesa paredes y sólo funciona con los dispositivos que posean un receptor capaz de decodificar la señal luminosa.

La siguiente imagen muestra un ejemplo del uso de los sistemas Li-Fi en la oficina frente a su utilización al aire libre (Fig. 1.4).



*Fig. 1.4 Li-F oficina vs calle [2]*

## 1.5 Futuros usos

El uso del Li-Fi está destinado a trabajar conjuntamente con el Wi-Fi, ambos sistemas se complementan en vez de sustituirse como se creía en un principio.

La ventaja en el campo de la seguridad que genera la tecnología Li-Fi hace que el principal uso que va a ocupar el sistema sea como red de acceso segura. Pero no es la



única utilidad que posiblemente ofrezca el Li-Fi, a continuación, se comentan algunos posibles usos.

Las velocidades de transmisión prometidas por Li-Fi son en el orden de Megabits por segundo (Mbps) hasta Gigabits por segundo (Gbps), velocidades más que suficientes para aplicaciones en entornos cerrados [2]. También se está intentando que esta tecnología sea utilizada para ambientes exteriores, por ejemplo, el Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad Carlos III de Madrid trabaja en un sistema que emplea las farolas públicas como transmisores Li-Fi [4].

El Li-Fi generará un gran salto en las aplicaciones enfocadas al internet de las cosas, la red de conectividad y el intercambio de información entre aparatos de uso cotidiano, objetos, vehículos o edificios. Así por ejemplo surgen ideas y proyectos orientados en el intercambio de información entre vehículos utilizando las bombillas LEDs de sus faros.

La compañía Philips ha creado un sistema para los comercios, que envía información sobre productos o promociones a los smartphones de los clientes mientras estos recorren la tienda.

Por ultimo surgen multitud de aplicaciones que utilizan las cámaras LED de los móviles para implementar sistemas de transmisión Li-Fi (Fig. 1.5).



*Fig. 1.5 Futuros usos Li-Fi [3]*

## 1.6 Antecedentes

El estudio y la implementación de sistemas que permiten la transmisión inalámbrica de datos a través de la luz llevan a clasificar la generación de VLC en dos tendencias.

- **Implementación mediante circuitos.** En esta sección se encuentran los desarrollos realizados a través de tecnologías fotónicas. Esta corriente utiliza

componentes electrónicos para generar un driver emisor y otro receptor formando así un sistema VLC completo.

- **Implementación mediante SDR.** En este apartado se enfoca el trabajo de este proyecto. Los SDR (software defined radio) son dispositivos modulares que poseen funciones de transmisión y recepción vitales para la generación de VLC. Como ejemplo, se mencionará al IDeTIC (Instituto para el Desarrollo Tecnológico y la Innovación en Comunicaciones) canario que lleva tiempo experimentando con este tipo de implementación ópticas en su proyecto BALDUR [5].

## 1.7 Marco socioeconómico

La integración de los sistemas de transmisión de datos a través del espectro de luz visible (VLC) debe superar varios retos para su implantación en el mercado de consumo.

El primer escollo al que se enfrentan estos sistemas es al trabajo conjunto de dos industrias. Por un lado, los fabricantes de equipos de iluminación LED se verían en la necesidad de realizar ciertas modificaciones en su lámpara y la incorporación de un modulador, por otro lado, los fabricantes de dispositivos móviles necesitarían instalar receptores de fotodiodos de alta velocidad en sus dispositivos.

Tras lo explicado es evidente que VLC provocará, en un principio, un aumento en las ventas de equipos de iluminación LED, pero después se sufrirá un estancamiento en el negocio de estos productos debido a la larga vida de los dispositivos LED, aproximadamente 50.000 horas.

En el sector de los dispositivos móviles, la integración de un nuevo hardware en los equipos existentes de los fabricantes podría conducir a un aumento innecesario en el coste y en la robustez del diseño. En los dispositivos móviles, los fabricantes de equipos originales podrían lograr beneficios al equipar en sus dispositivos receptores de VLC, ya que esto les daría una ventaja competitiva en el mercado y podrían justificar el incremento de los precios.

La comercialización de los sistemas VLC probablemente tendría un proceso de integración a través de una estrategia progresiva. Se comenzaría con la inclusión al

mercado de ciertos usos particulares de VLC, aquellos que no tuvieran que afrontar ciertos retos, tales como, la cobertura o la movilidad de los terminales.

La introducción de VLC solucionará problemas actuales tales como la saturación del espectro de radiofrecuencia y la cada vez mas demandada velocidad de transmisión de datos por parte de los usuarios.

El mercado potencial de clientes para este tipo de sistemas es inmenso, ya que, serán demandados tanto por organismos, entidades y empresas donde la seguridad de sus comunicaciones tenga un valor crucial o donde la necesidad de liberar el espectro de radio sea primordial. Un claro ejemplo sería: Los bancos, hospitales, ejército o aerolíneas. Además, los usuarios que deseen mayor velocidad en sus comunicaciones también se unirán a esta demanda.

## 1.8 Marco regulador

En esta sección se procede al análisis del marco legal que afecta al proyecto que se ha realizado.

Las transmisiones de datos a través del espectro de luz visible deben estar sujetas al protocolo 802.15.7 generado por IEEE y que determina entre otras características el espectro de luz visible, pero dicho protocolo se encuentra obsoleto, ya que, no recoge los métodos de modulación OFDM. Por lo tanto, se requiere de una nueva actualización para los sistemas VLC que empleen DCO-OFDM [6].

Para la generación del programa de este trabajo fin de grado es necesaria la licencia de National Instruments que permite el uso de su software de programación LabVIEW y que su utilización está limitada a educadores, investigadores y estudiantes.

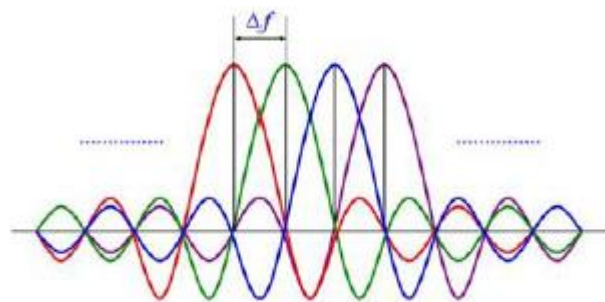
## 2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

### 2.1 Multiplexación por división de frecuencias ortogonales

OFDM (del inglés Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) multiplexación por división de frecuencias ortogonales está caracterizada por el uso de un conjunto de portadoras que transportan información en diferentes frecuencias. Permite el envío de múltiples mensajes sobre un mismo canal [7].

La transmisión de varias portadoras en OFDM no cuenta con una separación entre cada una de ellas, sino que dichas portadoras se encuentran solapadas intencionadamente para mejorar la eficiencia espectral. Las subportadoras que posee la señal OFDM se encuentran todas ellas sincronizadas en tiempo y frecuencia, logrando controlar la interferencia entre portadora.

Mediante la ortogonalidad de OFDM se evita la interferencia interportadora (ICI), consecuencia derivada del solapamiento de las subportadoras. Para obtener ortogonalidad en el dominio de la frecuencia, OFDM selecciona cuidadosamente la frecuencia banda base de cada una de las subportadoras, dicha frecuencia debe ser un número entero múltiple del inverso de la tasa de símbolo (symbol rate), todas las subportadoras tendrán un número entero de ciclos por símbolo (Fig. 2.1).



*Fig. 2.1 Portadoras OFDM [7]*

### 2.2 Modulación Óptica

Las comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC) están constituidas por una fuente de luz funcionando como emisor, es decir envían la información, un receptor cuyo cometido es apresar las variaciones de intensidad de luz y por el medio donde se transmiten, el espacio libre.

La modulación óptica con luz visible se basa en la modulación de la intensidad (IM) de la portadora óptica empleando la señal de información.

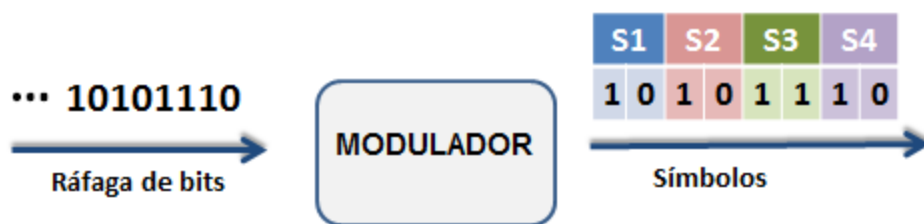
Tras lo explicado queda claro que se deben realizar modificaciones en el convencional OFDM para poder adaptarlo al sistema óptico. OFDM en banda base, está constituido por señales complejas y en algunos casos negativas, en contraposición la implementación de OFDM para sistema óptico está constituido por un receptor que solo es capaz de realizar detección directa (DD). Esto implica que solo puede enviar señales reales y positivas.

Estos nuevos requisitos se cubren usando OFDM con adición de señal DC óptica (DCO-OFDM) [9].

## 2.3 OFDM con adición de señal DC óptica

A continuación, se procede a explicar brevemente los pasos necesarios para la realización de la modulación DCO-OFDM, posteriormente se analizará en profundidad cada una de las partes de la modulación. Los primeros bloques del proceso serán comunes a un OFDM convencional.

Como entrada se recibe una ráfaga continua de bits binarios, son mapeados y modulados bien con QAM o bien con PSK (para este proyecto se realizará con 16-QAM y QPSK). Tras este proceso se obtienen N símbolos conformados cada uno por un número entero de bits (Fig. 2.2).



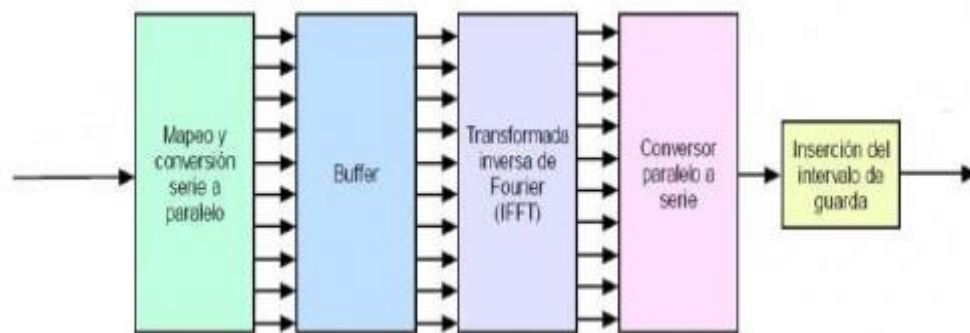
*Fig. 2.2 Ejemplo paso de bits a símbolos*

La siguiente etapa del sistema tiene como meta pasar del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, para lograrlo se tiene como entrada un número N de símbolos en paralelo, resultado del bloque anterior, a los cuales se les realiza la transformada inversa de Fourier (IFFT). Este proceso da como resultado valores complejos, para poder transmitir a través de la luz visible es necesario evitar estos resultados imaginarios, por lo que previamente a la transformada inversa de Fourier hay que trabajar con la simetría Hermítica, aquí aparece la primera gran diferencia entre la modulación OFDM tradicional y DCO-OFDM [9].

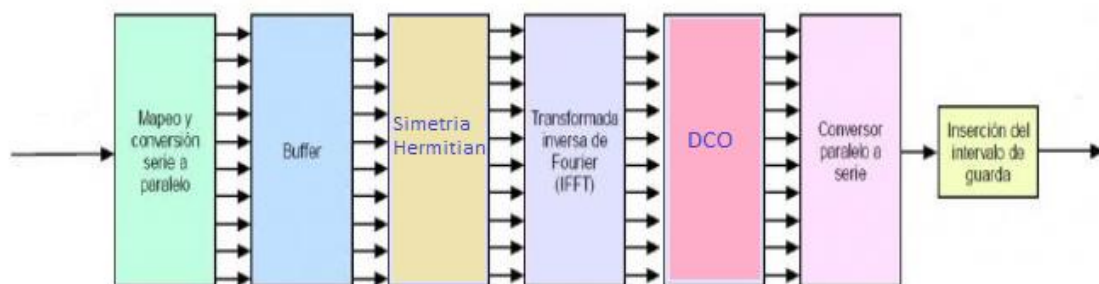
Tras la operación los datos disponibles son reales. Para que sea posible la implementación de un sistema VLC los datos a enviar además de ser reales deben tener valor positivo, ya que, la modulación óptica utilizada se valdrá de la variación de intensidad en el emisor para modular la portadora. Tras lo explicado es evidente que el objetivo del siguiente módulo será el de suprimir valores negativos en la modulación. Se procede a la adición de una señal DC óptica. Esta es la segunda desigualdad con OFDM [9].

El ultimo módulo del sistema es la inserción del prefijo cíclico, cuyo cometido es combatir la interferencia intersímbolo (ISI) y la interferencia interportadora (ICI).

Las siguientes imágenes muestran los diagramas de bloques necesarios para la generación de símbolos OFDM (Fig. 2.3) y símbolos OFDM-DCO (Fig. 2.4).



*Fig. 2.3 Diagrama de bloques OFDM [8]*



*Fig. 2.4 Diagrama de bloques OFDM-DCO*

## 2.3 Modulación

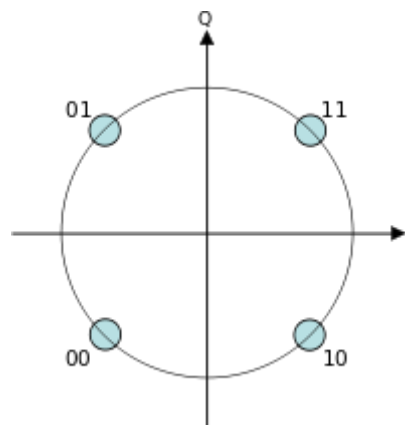
La modulación es el conjunto de técnicas que se utilizan para lograr transportar información sobre una onda portadora, normalmente sinusoidal. Estas técnicas se usan con el objetivo de tener un aprovechamiento más eficiente del canal de comunicación lo que posibilita mayor transmisión de información de forma simultánea. También mejorará la oposición frente al ruido e interferencias. La **American National Standard**

**for Telecommunications** define la modulación como el proceso, o el resultado del proceso, de variar una característica de una onda portadora de acuerdo con una señal que transporta información. El propósito de la modulación es sobreponer señales en las ondas portadoras.

En resumen, con la modulación se provoca que un parámetro de la onda portadora varíe su valor de acuerdo con los cambios de la señal moduladora. La señal moduladora no es más que la información que se quiere transmitir.

### 2.3.1 Modulación QPSK

La modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (Q-PSK) se basa en la variación del parámetro de la fase. Se tiene un flujo de datos binarios en serie los cuales son agrupados en N símbolos formados por 2 bits del flujo de entrada. Estos símbolos están equiespaciados el uno del otro conformando una matriz en cuadratura (Fig. 2.5), ya que, cada uno de los símbolos está separado 90 grados con respecto al anterior.



*Fig.2.5 Símbolos Q-PSK*

Tanto para este tipo de modulaciones como para modulaciones QAM es necesaria la utilización de la codificación Gray, esto quiere decir que entre cada símbolo adyacente sólo hay un bit distinto. Esta característica logra una menor tasa de error por bit al realizar el proceso de demodulación.

## 2.3.2 Modulación QAM

La modulación por amplitud de cuadratura (QAM) se basa en la variación de los parámetros fase y amplitud. Se tiene un flujo de datos binarios en serie los cuales son agrupados en N símbolos formados por un número K de bits del flujo de entrada. Estos símbolos están equiespaciados el uno del otro conformando una matriz ordenada.

Las configuraciones en las que se agrupan y ordenan los símbolos reciben el nombre de constelaciones (M), siendo  $M=2^K$ . Así existen varias alternativas para M-QAM como son 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, etc...

El número de bits por símbolo k (fórmula 2.1), se calcula  $k=\log^2(M)$  (2.1)

Para este proyecto se utilizará 16-QAM (Fig. 2.6):

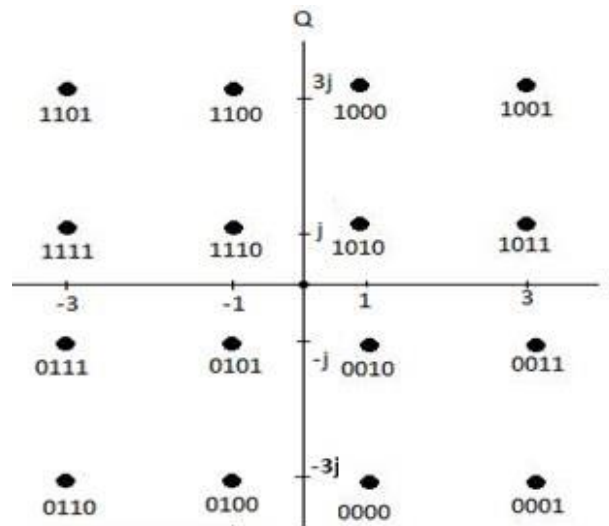


Fig. 2.6 Símbolos 16-QAM

Los símbolos QAM están constituidos por una componente real y por otra componente imaginaria, gracias a esto logran variar tanto la fase como la amplitud. Estas expresiones se recogen de la siguiente forma (fórmula 2.2):

$$d(n) = a(n) + j b(n) \quad (2.2)$$

$$d(n) = a(n)\cos(wt) + j b(n)\sin(wt)$$

Como se puede observar la parte real  $a(n)$  del símbolo QAM se forma multiplicando por un  $\cos(wt)$  mientras que la parte imaginaria del símbolo  $b(n)$  se multiplica por un  $\sin(wt)$ . De esta manera son generados los diferentes símbolos de la constelación. El



siguiente diagrama de bloques muestra el proceso de construcción de la matriz (Fig. 2.7).

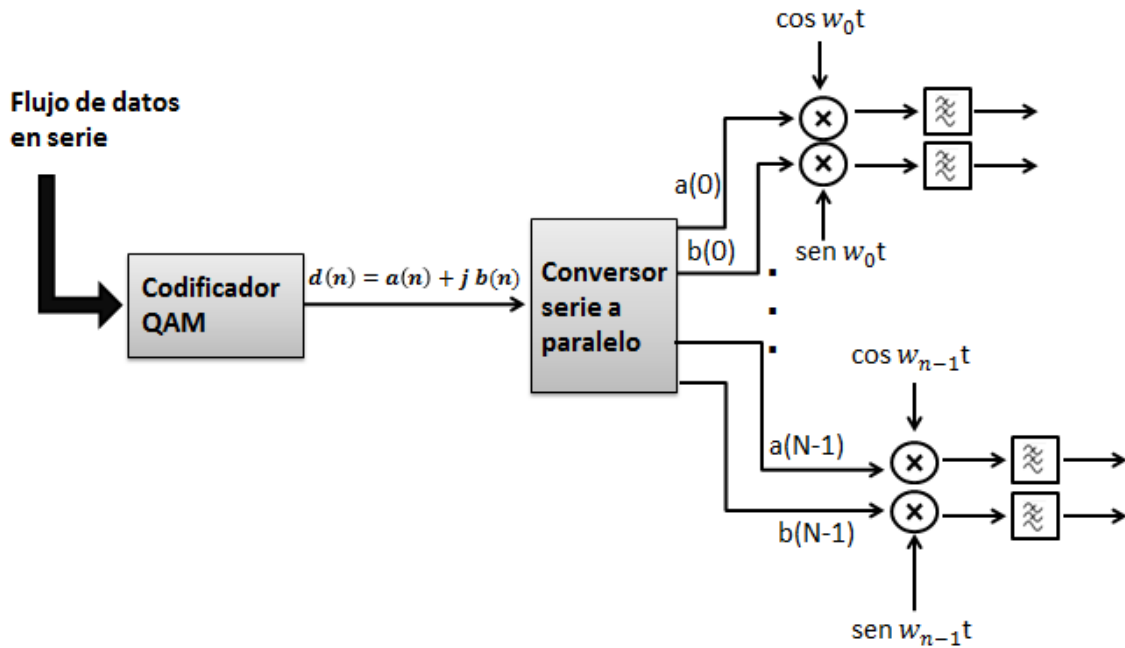


Fig. 2.7 Generador matriz símbolos QAM

## 2.4 Simetría Hermítica

El primer requisito que debe cumplir una señal para poder ser transmitida a través de medios ópticos inalámbricos en OFDM es que todos sus valores pertenezcan al conjunto de los reales.

Los datos entregados tras la modulación QAM o PSK son complejos, por lo que, si se procediera a realizar la IFFT sobre estos, también daría como resultado una señal imaginaria. Para solventar este inoportuno y conseguir una señal real es necesario trabajar con las características de la transformada de Fourier, más concretamente con la simetría Hermítica.

En general, el proceso IFFT provee una salida compleja, aunque se puede conseguir que el resultado sea real con componente imaginaria igual a cero, si el vector de entrada presenta simetría Hermítica.

La simetría Hermítica se logra si el vector resultado está compuesto por los datos modulados en el bloque anterior y a continuación se emplazan sus complejos conjugados en orden inverso. El proceso duplica ancho de banda de la señal OFDM, y por ende la tasa de muestreo del DAC, se hablará más tarde sobre este hecho.

Con el propósito de trabajar correctamente con las características de FFT es necesario introducir 0 en la primera posición del vector resultado, antes de los datos obtenidos de la modulación, y otro 0 delante de los valores complejos conjugados. La ecuación del vector  $s(m)$  que ingresa en el módulo IFFT es la siguiente.

$$s(m) = [0 \ x(m) \ \dots \ \dots \ 0 \ x^*(m)] \quad m = 1, 2, 3 \dots$$

$x(m)$  = valores obtenidos en la modulación PSK o QAM

$x^*(m)$  = valores complejos conjugados de  $x(m)$  en orden inverso

La siguiente imagen muestra un ejemplo del proceso explicado (Fig. 2.8).

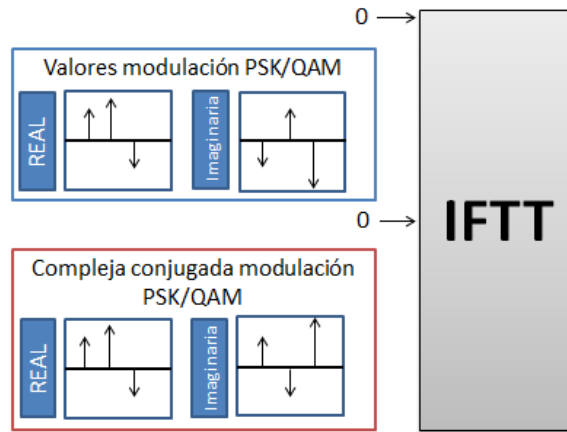


Fig. 2.8 Simetría Hermítica

## 2.5 Transformada inversa de Fourier

Como es conocido la Transformada de Fourier es una útil herramienta de análisis, utilizada para convertir una señal representada en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia sin modificar su información contenida, podría decirse que es una forma alternativa de representación [10] (fórmula 2.3).

$$X(w) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t) * e^{-i\omega t} dt \quad (2.3)$$

Para implementar el sistema OFDM\_DCO se desea realizar el proceso inverso, es decir, transformar los valores pertenecientes al dominio de la frecuencia, obtenidos en el bloque anterior, a valores que trabajen en el dominio del tiempo (fórmula 2.4).

$$X(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(w) * e^{i\omega t} dw \quad (2.4)$$

Las señales del sistema son del tipo digital, están muestreadas, por lo que en vez de tener una señal continua se tiene una señal discreta, en la que cada valor o muestra está separada de su anterior y su siguiente mediante el tiempo de muestreo. Esta característica provoca que para la implementación sea necesario trabajar con una variante de la transformada de Fourier para casos discretos (DFT) (fórmula 2.5).

$$F(n) = \sum_{k=1}^N f(t_k) * e^{-i \frac{2\pi n(k-1)}{N}} \quad \text{Para } 1 \leq n \leq N \quad (2.5)$$

Donde K es la frecuencia discreta.

La Transformada Discreta de Fourier (DFT) necesita calcular N funciones exponenciales para obtener F(n), este proceso da como resultado un gran esfuerzo de cálculo para N muy grande.

Con el objetivo de reducir estos cálculos y evaluar de manera rápida la Transformada discreta se procede a utilizar los métodos llamados Transformada Rápida de Fourier (FFT) y Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT).

Mediante la transformada rápida de Fourier se logra el paso de una señal conformada por N muestras en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Para alcanzar este objetivo se realizan los siguientes pasos:

La primera etapa del proceso consiste en separar la señal, de entrada, de N muestras en N señales formadas por una única muestra.

A continuación, se muestra un ejemplo de este procesamiento (Fig. 2.9). Disponiendo de una señal formada por 16 muestras que se descompone en dos vectores, en el primero se introduce las muestras de las posiciones pares anteriores y en el otro las impares. Este mecanismo continúa hasta obtener 16 señales conformadas por una única muestra cada una.

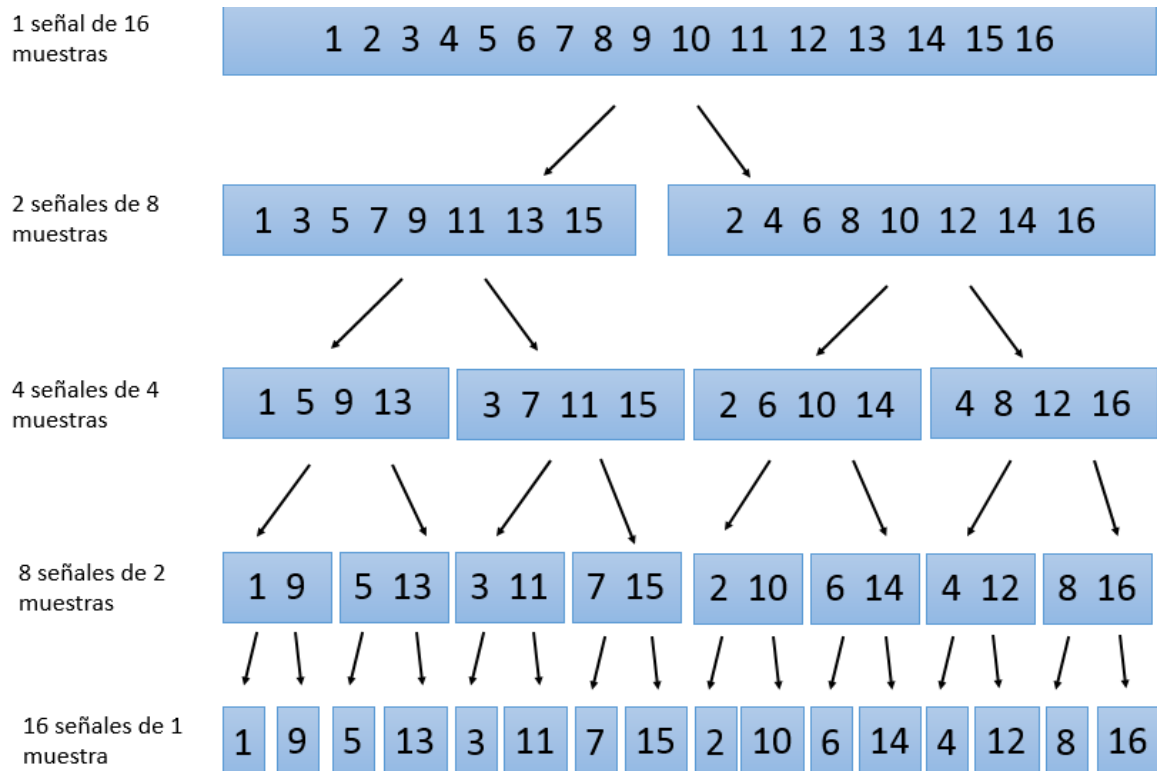


Fig. 2.9 Primera etapa del proceso FFT

El siguiente paso consiste en llevar estas señales, compuestas por una sola muestra, del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Esta transformación es conseguida haciendo uso de la propiedad de la dualidad que posee la transformada de Fourier, la cual dice que el valor de una constante es el mismo tanto para el tiempo como para la frecuencia, pero teniendo en cuenta que este punto se encuentra ahora en el dominio de la frecuencia.

El tercer proceso es el inverso al realizado en la primera etapa, es decir, se pasa de N señales formadas por una única muestra, esta vez en el dominio de la frecuencia, a una sola señal constituida por N muestras.

En este punto ya se puede introducir el concepto de transformada inversa rápida de Fourier (IFFT). Gracias a la propiedad de la dualidad explicada anteriormente se pueden convertir valores de llegada en el dominio de la frecuencia a valores del tiempo como se muestra en la siguiente imagen (Fig. 2.10).

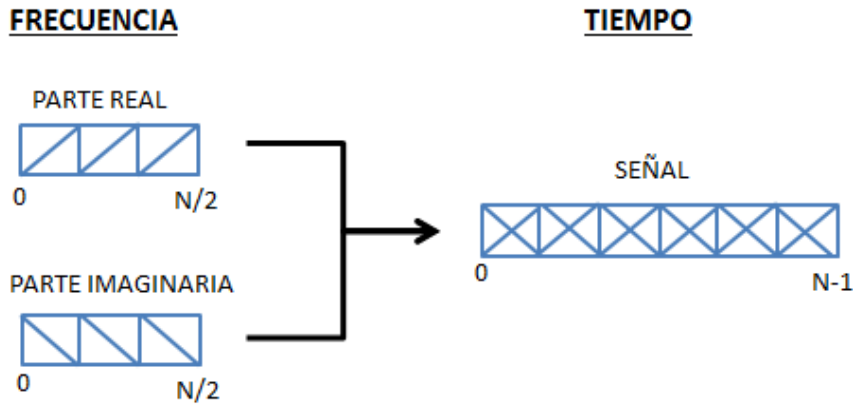


Fig. 2.10 Paso del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo

Las  $N-1$  muestras de la señal resultante en el dominio del tiempo se obtienen a partir de las distintas señales de una muestra en el dominio de la frecuencia conforme a la siguiente expresión (fórmula 2.6).

$$X(i) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^n x(k) * w_n^{-(i-1)(k-1)} \quad \text{Siendo } w_n = e^{\frac{-2\pi i}{N}} \quad (2.6)$$

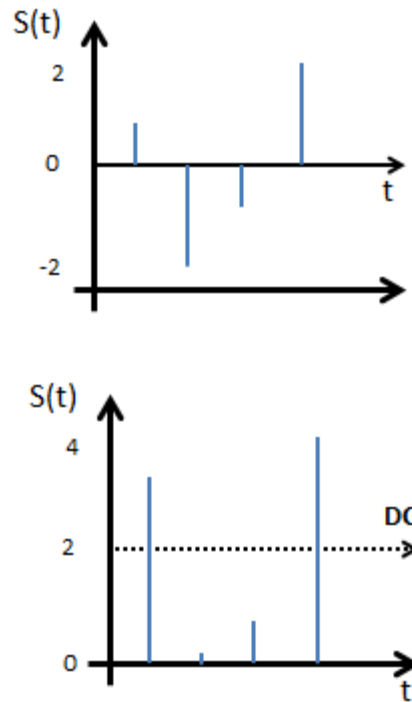
Para sistema OFDM-DCO implementado se introducirán los símbolos obtenidos tras la modulación QPSK o 16-QAM junto con su simetría Hermítica en el proceso IFFT, y consiguiendo así únicamente valores con parte real a la salida, es decir, se ha logrado suprimir la parte imaginaria de nuestras entradas y cumplir uno de los requisitos de las transmisiones inalámbricas a través de la luz.

## 2.6 Adición de una señal DC óptica

La segunda condición que deben cumplir los sistemas ópticos es que todos sus valores a transmitir únicamente pueden ser positivos. Tras el módulo IFFT se consiguió escapar del plano complejo y moverse en el plano real por lo que el siguiente paso a realizar es evitar los valores negativos que impiden la transmisión en este tipo de sistemas [11].

Para cumplir el nuevo requisito se pueden utilizar distintas alternativas, para este proyecto se decide decantarse por la adición de una señal DC óptica. Esta opción consiste en agregar a la salida de la IFFT un valor constante que logre la eliminación de toda la componente negativa en la señal resultante.

La componente directa que se sumará a cada una de las muestras tiene que poseer un valor positivo mayor al menor de los valores de salida del bloque anterior. Para que esta componente sea óptima su valor deberá ser escogido evitando valores finales en cero. En la siguiente figura se muestra un ejemplo con este proceso (Fig. 2.11).



*Fig. 2.11 Ejemplo adición de una señal DC óptica*

## 2.7 Prefijo cíclico

En un sistema OFDM la interferencia está conformada por la interferencia entre símbolo (ISI) y por la interferencia entre portadora (ICI).

La interferencia entre símbolo es la interferencia generada por el símbolo anterior, esto se produce cuando un símbolo adyacente a otro se monta sobre este.

Se llama interferencia entre portadora a la interferencia resultado de la dispersión entre símbolos que viajan sobre una misma portadora.

Un método utilizado para solucionar los problemas descritos anteriormente es la introducción de un intervalo de guarda entre los símbolos, gracias a que la duración de cada símbolo es larga. Con este tiempo de separación se logra solventar el problema de la interferencia íter símbolo (ISI), ya que, se está evitando que el final de un símbolo se

solape con el siguiente. A demás se obtiene una reducción de los problemas de sincronización temporal.

En 1980 se produce un gran avance para los sistemas OFDM, Peled y Ruiz introducen el uso del prefijo cíclico (CP) o extensión cíclica, durante el periodo de guarda, resolviendo el inconveniente de la ortogonalidad. Con este proceso se simula el desarrollo de la convolución cíclica del canal, lo cual implica la ortogonalidad sobre los canales dispersivos cuando la longitud del prefijo cíclico es mayor a la respuesta impulsiva del canal.

El prefijo cíclico es la función que consiste en copiar una cantidad L de muestras del conjunto total de muestras a transmitir N y añadirlas antes de estas (Fig. 2.12).

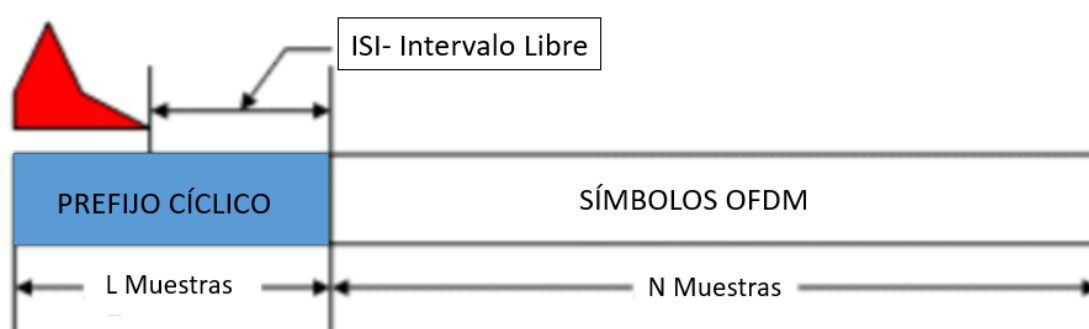


Fig. 2.12 Inserción del prefijo cíclico

Como se puede observar el símbolo resultante que va a ser enviado está formado por el prefijo cíclico más las muestras efectivas. De la misma manera se obtiene el tiempo de símbolo que será conformado por el tiempo útil más el tiempo del prefijo cíclico (fórmula 2.7).

$$\text{tiempo de símbolo} = \text{tiempo útil} + \text{tiempo del prefijo cíclico} \quad (2.7)$$

Gracias a la introducción del prefijo cíclico se logra una reducción de la tasa de error por bit (BER) provocada por el canal real en el que hay interferencia y se añade un ruido blanco (AWGN) con un ecualizador. Pero la incorporación del CP no solo acarrea beneficios, sino que se debe pagar el inconveniente de la expansión del ancho de banda en el dominio de la frecuencia para mantener las ventajas mencionadas anteriormente. Este problema se muestra en la siguiente ecuación (fórmula 2.8).

$$BW = w * \frac{N}{N+L} \quad (2.8)$$

N es el número de muestras efectivas a la ida de IFFT

L es el número de muestras del prefijo cíclico.

## 2.8 Transmisor DCO-OFDM

El transmisor de este sistema recibe como entrada un flujo continuo de bits, los mapea y los envía al bloque de modulación PSK/QAM, tras este proceso se obtienen N símbolos conformados cada uno por un número entero de bits. Estos símbolos pasan entonces a la IFFT junto con sus conjugados dando como resultado valores reales, es entonces cuando se adiciona la componente DC con el objetivo de manejar solamente muestras positivas.

Se debe tener en cuenta los valores iguales a cero, ya que, la componente directa no puede exceder los parámetros de polarización de los LEDs emisores, lo que provoca que en determinadas situaciones no toda la parte negativa de la señal cambie su valor de negativo a positivo. Para subsanar este impedimento junto con la adición de la señal DC se incorpora recorte cruce por cero garantizando así que todas las muestras a transmitir sean positivas.

En este punto la señal a emitir sólo posee valores reales y positivos por lo que el siguiente paso, en la implementación del proyecto, será la conversión digital-analógica y la modulación de intensidad para enviar a través de los LEDs emisores. En la siguiente figura se muestra el diagrama de bloques del transmisor OFDM-DCO (Fig. 2.13)

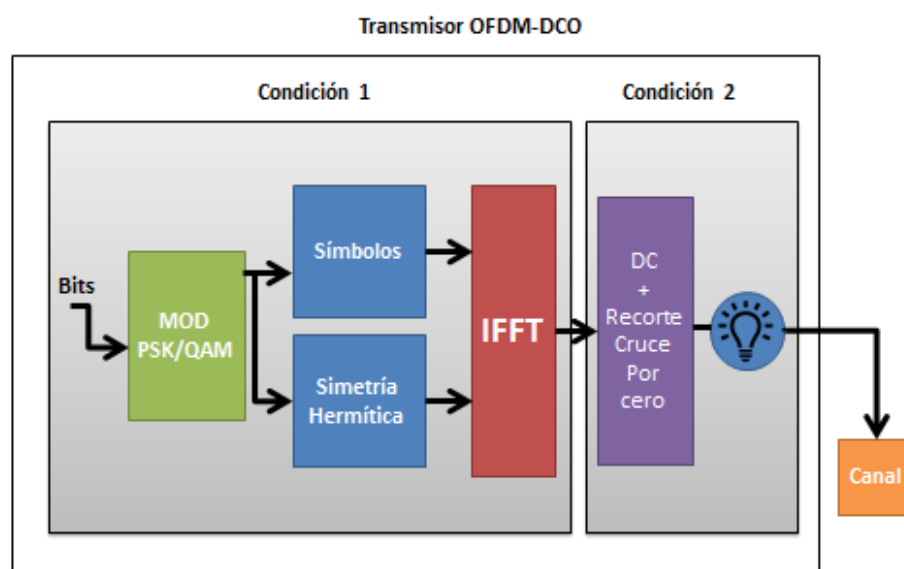


Fig. 2.13 Transmisor OFDM-DCO



## 2.9 Receptor DCO-OFDM

En este apartado se procede a describir el proceso a seguir para implementar el receptor OFDM-DCO. La siguiente figura muestra el diagrama de bloques con los pasos a seguir (Fig. 2.14).

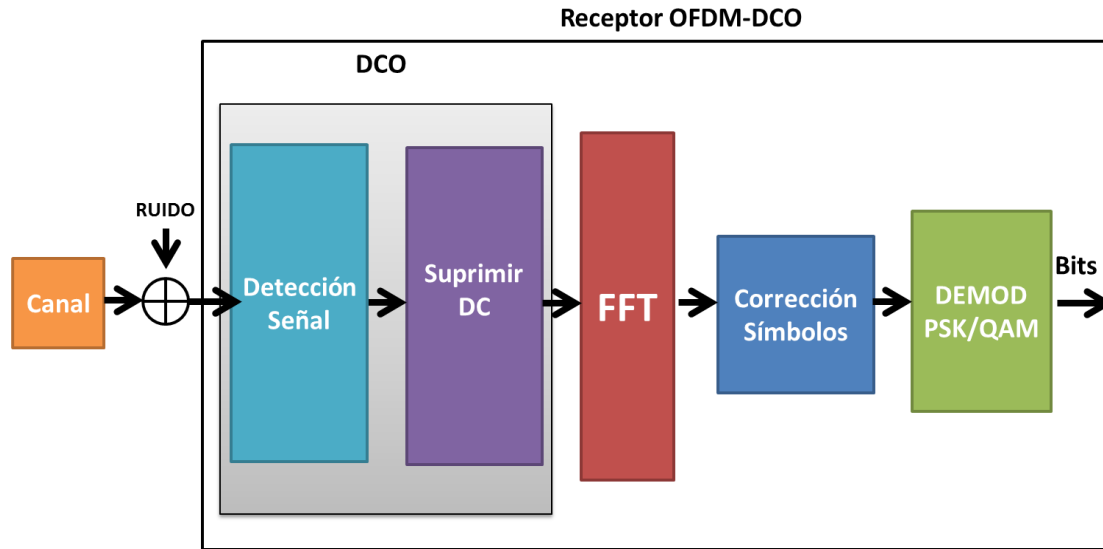


Fig. 2.14 Receptor OFDM-DCO

El primer paso en la implementación del receptor es detectar la señal emisora para la posterior recuperación de información transmitida.

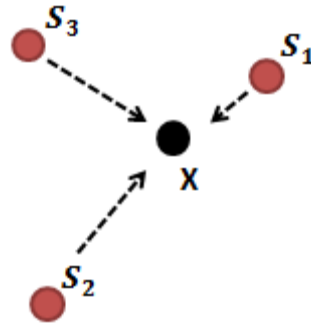
El siguiente proceso del sistema se basa en suprimir la componente DC introducida en el emisor con el cometido de obtener únicamente valores reales. Tras este bloque las muestras de salida están en el plano real pudiendo ser tanto positivas como negativas, es entonces cuando la señal en el dominio del tiempo es convertida al dominio de la frecuencia gracias a la transformada rápida de Fourier, explicada en apartados anteriores.

A continuación, se procede a realizar la corrección de los símbolos antes de hacer la demodulación. Este bloque se encarga de obtener la mínima distancia euclidiana de los valores a la salida de FFT para determinar a qué símbolo de la modulación PSK/QAM pertenece (fórmula 2.9).

$$d(X_i, S_n) = \sqrt{[real(X_i) - real(S_n)]^2 + [img(X_i) - img(S_n)]^2} \quad (2.9)$$

- $X_i$  = valores salientes de FFT
- $S_n$  = símbolos PSK/QAM

La siguiente imagen muestra un ejemplo del bloque encargado de la corrección de los símbolos utilizando la mínima distancia euclidiana (Fig. 2.15).



*Fig. 2.15 Ejemplo mínima distancia euclidiana*

El último bloque que implementa el receptor del sistema es el demodulador PSK/QAM. Esta es la función encargada de convertir símbolos de entrada en bits de salida dependiendo de la modulación empleada, para este proyecto DCO-OFDM se ha utilizado QPSK y 16-QAM.

## 2.10 Ventajas y desventajas de los sistemas DCO-OFDM

A continuación, se va a proceder a justificar la elección a la hora de diseñar este sistema. Para dicho cometido se analizarán las ventajas e inconvenientes de los sistemas OFDM-DCO [11].

### Ventajas DCO-OFDM

- Una de las principales ventajas de los sistemas OFDM es su elevada eficiencia espectral. Cada portadora puede viajar en un ancho de banda muy reducido logrando transmitir grandes tasas de información por segundo y por ancho de banda.
- Presenta robustez frente al multitrayecto. Si un determinado rango de frecuencias sufre severas interferencias se puede deshabilitar dicho rango para la transmisión.

- Presenta una ventaja para realizar la modulación y demodulación, al usar FFT e IFFT se reduce la complejidad tanto del emisor como el receptor logrando una implementación sencilla.
- Resistencia a ISI e ICI provocada por la inserción del prefijo cíclico, ya que se está introduciendo un espacio de guardia y manteniendo la ortogonalidad de las subportadoras.
- Cada portadora posee una banda muy estrecha lo que provoca un desvanecimiento plano de los símbolos transmitidos ofreciendo una ecualización simplificada y una simplificación de la estimación del canal.
- La sensibilidad de OFDM a los errores de sincronización en el tiempo es reducida respecto a las modulaciones monoportadoras.
- OFDM permite modificar velocidad superiores e inferiores, utilizando un mayor o menor número de portadoras.
- DCO-OFDM al añadir una componente de continua en la señal a la salida del bloque IFFT presenta una implementación sencilla, esto supone claramente una ventaja frente a otras alternativas de OFDM para medios ópticos como pueden ser ACO-OFDM (óptico asimétrico recortado) o NDCO-OFDM (modulación espacial óptica sin componente DC).
- Si se compara la eficiencia energética de DCO-OFDM con ACO-OFDM se ve que el primer modelo tiene una menor eficiencia energética provocada por el nivel de offset que se introduce, esto supone una ventaja para VLC.
- Para este trabajo la modulación para la obtención de símbolos utilizada es QPSK o 16-QAM, esta elección es debido a que en estas constelaciones resultantes los símbolos no se encuentran muy cercanos entre sí, permitiendo una separación y clasificación de la información recuperada eficiente.

### **Inconvenientes DCO-OFDM**

- DCO-OFDM está provisto de una gran diferencia entre la potencia de la señal modulada y la potencia máxima, es decir tiene una alta relación Peak Average Power Ratio (PAPR). Esta característica crea grandes dificultades en la elección del punto de trabajo en potencia.

- Para evitar límites en la viabilidad del sistema, condicionados por la distorsión no lineal en la cadena de transmisión, se deben implementar circuitos de compensación.
- OFDM posee una gran sensibilidad frente al offset en frecuencia y a los ruidos de fase.
- A pesar de todas las ventajas aportadas gracias al prefijo cíclico esta solución también supone un coste de energía, lo que representa una menor eficiencia en energía.
- En la elección de este proyecto se añade una componente de continua en la señal a la salida del bloque IFFT, sin embargo, incluso con una gran componente de continua, siguen quedando algunos picos negativos de señal, que se recortarán y la distorsión resultante va a limitar el rendimiento.
- Como se explicó anteriormente para generar símbolos OFDM es necesario utilizar la simetría Hermítica para obtener valores reales, este proceso provoca que el espectro efectivo se vea reducido a la mitad, ya que, la mitad de las subportadoras son gastadas con los símbolos conjugados de salida del módulo PSK/QAM.

## 2.11 Alternativas

En este apartado se proponen distintas alternativas a la modulación DCO-OFDM para implementar un sistema VLC [9], [11].

### 2.11.1 ACO-OFDM

La primera propuesta que se va a presentar es multiplexación por división de frecuencias ortogonales con recorte óptico asimétrico (ACO-OFDM). Esta opción se diferencia de OFDM con adición de una señal DC óptica en su forma de obtener una señal real y positiva para la transmisión.

Como se explicó anteriormente para las transmisiones ópticas los valores a enviar deben estar en el plano real y además no ser negativos. La primera condición ACO-OFDM la cumple de la misma forma que el sistema expuesto en este trabajo. Gracias a la simetría

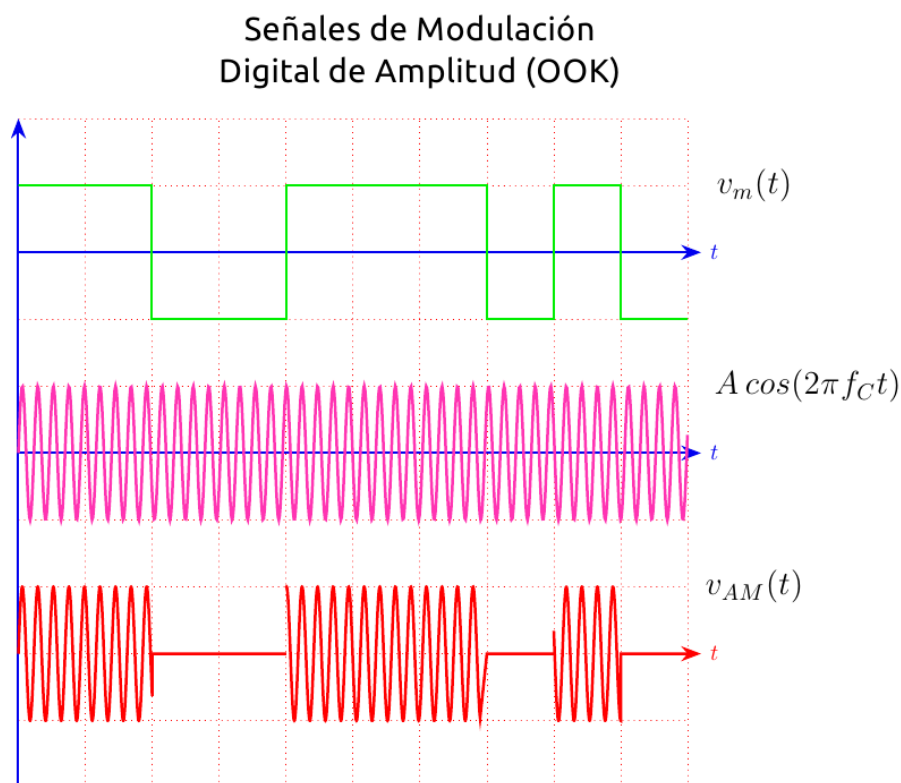
Hermítica, introducida antes del bloque IFFT, se obtienen salidas reales, dejando así el plano complejo.

Para cumplir la segunda condición, es necesario obtener valores únicamente positivos, OFDM-ACO aplica recorte óptico asimétrico diferenciándose así de DCO-OFDM. Esta función consiste en eliminar todas las componentes negativas resultantes en la salida de IFFT y gracias a la simetría Hermítica no se pierde información, ya que, los valores eliminados se encuentran repetidos, pero con signo positivo en la segunda mitad del vector.

El modelo ACO-OFDM tiene una mayor eficiencia en términos de potencia óptica que OFDM con adición de una señal DC óptica, mientras que en términos de ancho de banda es menos eficiente [11].

## 2.11.2 OOK

La segunda propuesta que se analiza es la modulación digital de amplitud, también conocida como modulación binaria sencilla y como OOK (acrónimo en inglés de On-Off Keying, manipulación encendido-apagado) denota a la forma más sencilla de modulación ASK que representa datos digitales como la presencia o ausencia de una señal portadora. Es común su uso en la transmisión de código Morse. En la siguiente figura se muestra un ejemplo de estos tipos de modulación (Fig. 2.16).



*Fig. 2.16 Ejemplo modulación OOK [12]*

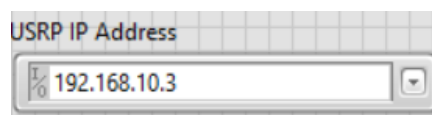
El mayor inconveniente que presentan los sistemas implementados con OOK es su gran dependencia de la fiabilidad de la secuencia de sincronización. Para poder decodificar correctamente la información es fundamental que el sistema distinga a la perfección donde se encuentra el pico de correlación.

## 3. SOFTWARE

### 3.1 USRP-2920 y LabVIEW

Una vez establecida la conexión entre los USRPs y el ordenador, se explicará en una sección posterior, se está en disposición de crear diagramas de bloques basados en el entorno gráfico LabVIEW, con el objetivo de implementar el emisor, el receptor, las portadoras y los parámetros de sesión del sistema DCO-OFDM. Se deben utilizar ciertos bloques VI incluidos en el LabVIEW Modulation Toolkit. Dichos módulos son necesarios para la generación de cualquier esquema de comunicación que desee implementarse sobre dicho software a través de los dispositivos USRP. A continuación, se analizarán y explicarán los bloques utilizados en este proyecto [13].

Se comienza con *niUSRP Open Rx Session.vi* y *niUSRP Open Tx Session.vi*, estos módulos son los encargados de la apertura de las sesiones de recepción o transmisión respectivamente. Crean un identificador único para cada flujo de datos, por ello, se está en la obligación de especificar la dirección IPv4 del host definido para el USRP (Fig. 3.1).



*Fig. 3.1 Inserción IPv4*

A demás estos bloques proporcionan una funcionalidad extra con el cometido de encontrar posibles errores. La siguiente figura muestra la implementación de estas funciones (Fig. 3.2).

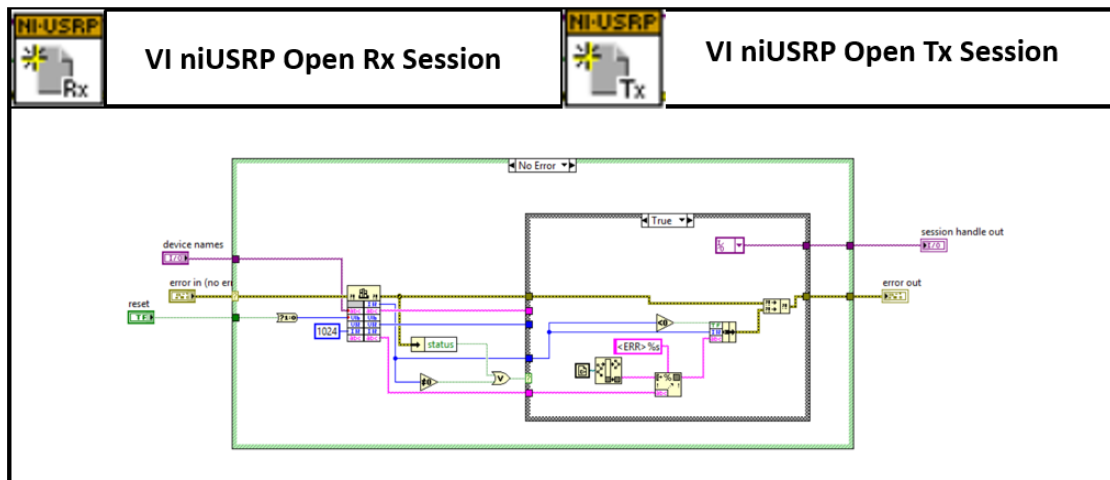


Fig. 3.2 niUSRP Open Rx Session.vi y niUSRP Open Tx Session.vi

El siguiente instrumento virtual que se estudiará será *niUSRP Configure Signal.vi* (Fig. 3.3). Es el encargado de gestionar los parámetros modificables del USRP; recibe como entradas la antena activa (TX1/RX1 o RX2), el canal, la frecuencia de muestreo, la frecuencia de la portadora central y la ganancia. A la salida se obtienen los valores reales sobre los que el SDR trabajará.

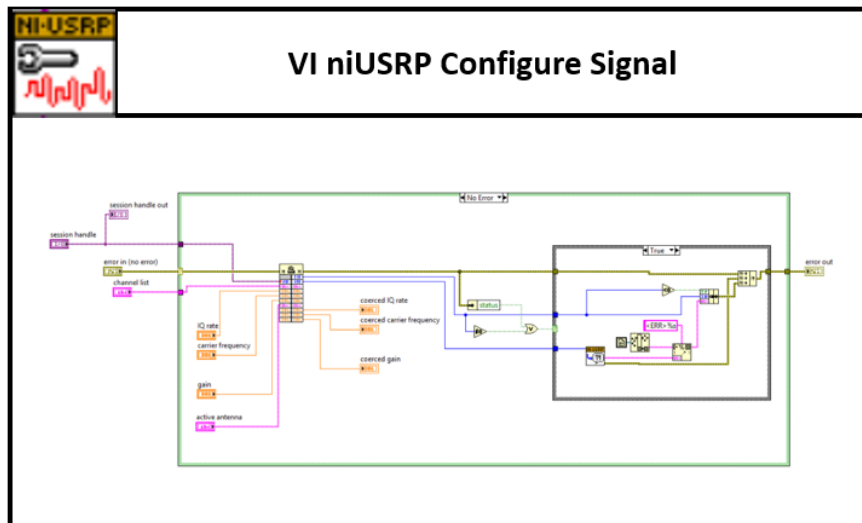


Fig. 3.3 niUSRP Configure Signal.vi

Se sigue analizando los VI *niUSRP Fetch Rx Data (poly).vi* (Fig. 3.4) y *niUSRP Fetch Tx Data (poly).vi* (Fig. 3.5). En el caso de la recepción, su finalidad es el envío de las muestras capturadas por el USRP hacia el software de operación, LabVIEW. Se debe tener especial cuidado en el diseño del receptor, ya que, los datos de salida pueden ser de tipos distintos. En el caso de la transmisión el cometido del VI es simplemente el envío de datos hacia el foco emisor de luz.

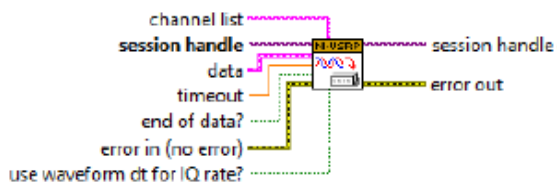


Fig. 3.4 niUSRP Fetch Rx Data (poly).vi

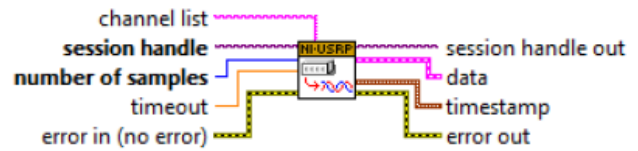


Fig. 3.5 niUSRP Fetch Tx Data (poly).vi

El elemento virtual encargado del cierre de las comunicaciones con el USRP, tanto en recepción como en la emisión, recibe el nombre de *niUSRP Close Session.vi* (Fig. 3.6).

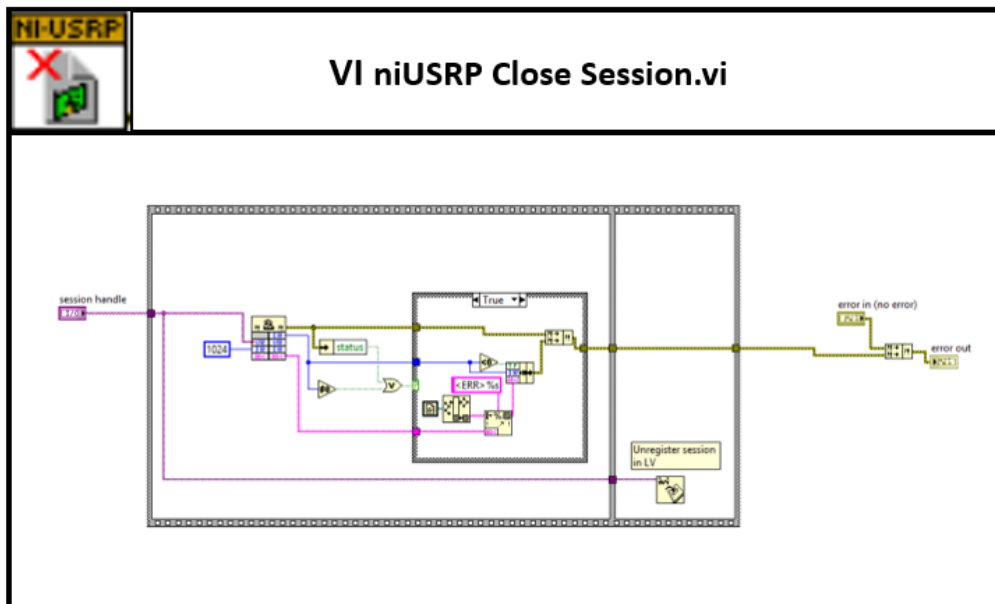


Fig. 3.6 niUSRP Close Session.vi

Los últimos bloques estudiados pertenecen únicamente al diseño del receptor y se encargan de la apertura de una sesión enfocada a la adquisición de datos y de activar o cerrar, según corresponda, la sesión del *niUSRP Fetch Rx Data (poly).vi*.

- *NiUSRP Initiate.vi* (Fig. 3.7).



Fig. 3.7 NiUSRP Initiate.vi

- *NiUSRP Abort.vi* (Fig. 3.8).





Fig. 3.8 NiUSRP Abort.vi

## 3.2 LabVIEW

Hasta hace pocos años los sistemas de comunicación inalámbrica estaban enfocados al marco teórico y matemático, dejando a un lado el análisis práctico. Con el objetivo de solventar esta limitación, en 1986, National Instruments crea LabVIEW, cuyo cometido es la creación de programas científicos orientados al control, automatización, procesamiento y adquisición de datos (DAQ) [13].

LabVIEW es un entorno de programación destinado al desarrollo de aplicaciones, similar a los sistemas de desarrollo comerciales que utilizan C o BASIC. Esta plataforma no basa su programación en líneas de texto para generar su código. LabVIEW emplea la programación gráfica o lenguaje G, en la que la dirección o flujo de datos es fácilmente visible por módulos o bloques que simulan instrumentos de laboratorio virtuales (VI).

Los VI son módulos que proporcionan una función o método específico sobre un determinado tipo de dato. Estos bloques toman datos de entrada, los procesan según su programación y se encargan de enviarlos a los siguientes VI de manera secuencial.

Los VI no están limitados simplemente al entorno gráfico, sino que son compatibles con scripts elaborados en C, C++ y con archivos m, lo que proporciona una ventaja útil si se tienen métodos o funciones programados en C, C++ y Matlab.

LabVIEW genera programas conformados por bloques VI interconectados unos con otros siguiendo las directrices de un diagrama de flujo definido, lo que provoca que los distintos tipos de datos a la salida de un módulo y a la entrada del VI subsecuente deban ser compatibles. La siguiente imagen muestra los tipos de datos más representativos en este entorno (Fig. 3.9).

#### Cadena de Caracteres



Es una secuencia de caracteres ASCII (visibles o no).

#### Datos Numéricos



Son las variables que se encargan de definir distintos valores numéricos (punto flotante, punto fijo, números enteros con y sin signo y números complejos). Suelen ser clasificados de acuerdo al número de bits que usan para almacenar datos.

#### Booleanos



Son variables que representan valores 0 o 1; "True" o "False". LabVIEW los almacena usando 8 bits.

#### Datos Dinámicos



Son un tipo de datos que son fundamentalmente booleanos o numéricos de punto flotante, sin embargo, también pueden ser empleados como arreglos escalares de una o dos dimensiones (pueden representar una forma de onda).

#### Arreglos

Es un conjunto de datos de un mismo tipo (numéricos, booleanos, cadenas de caracteres, formas de onda e incluso *clusters*). El número de elementos y dimensiones depende de la aplicación de cada arreglo.

#### Clusters

Es un conjunto de datos de diferentes tipos (es un arreglo que puede contener cualquier tipo de dato). Una vez ordenados, para desagrupar todos los elementos del *cluster* (de acuerdo a los distintos tipos de datos), se debe usar la función "Unbundle By Name".

Fig. 3.9 Tipos de datos en LabVIEW [13]

La estructura general de los instrumentos virtuales VI está compuesta por tres elementos principales:

- **Panel frontal** → es la interfaz de usuario utilizada por este para la gestión de cada VI individual. Contiene la paleta de controles, que a su vez está formada por los controles e indicadores necesarios para la creación del panel frontal (Fig. 3.10).
- **Diagrama de bloques** → es la representación gráfica del flujo de datos del VI, incluye los terminales, las funciones o métodos, las constantes, las estructuras y los nexos por los cuales viajarán los datos de un módulo a otro (Fig. 3.10).
- **Icono VI** → es la representación gráfica del instrumento virtual. Debe indicar claramente el tipo de dato utilizado a la entrada, el tipo de tratamiento realizado sobre los datos de llegada y el tipo de dato o gráfica obtenido a la salida.

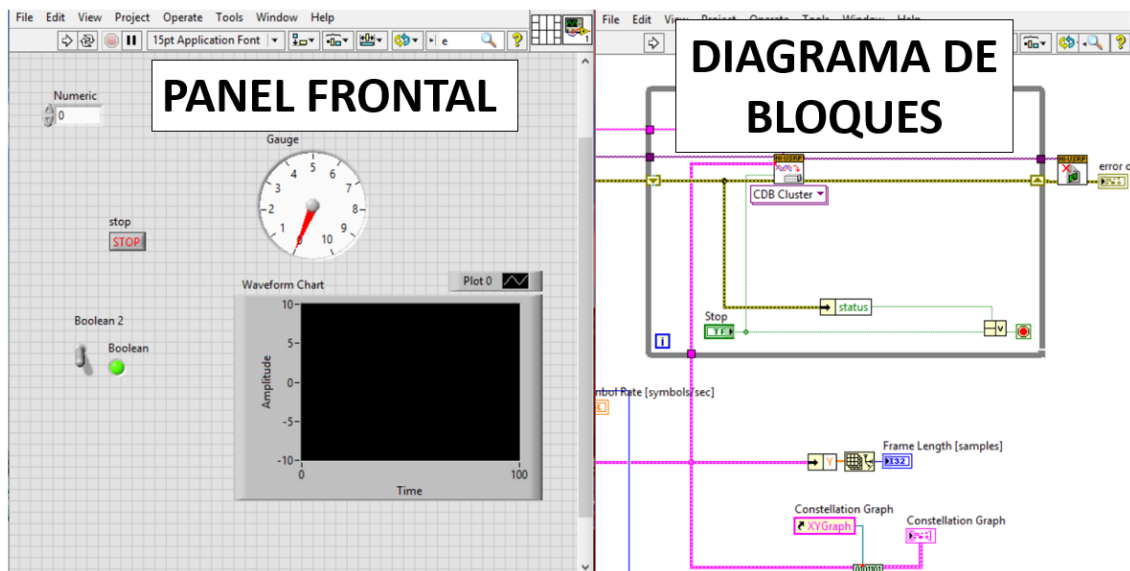


Fig. 3.10 Panel frontal vs Diagrama de bloques

### 3.3 Software Defined Radio (SDR)

En este apartado se procede a presentar la arquitectura del equipo Software Defined Radio (SDR), el cual será usado para la implementación de este proyecto.

La IEEE define a un dispositivo SDR como un “Radio in which some or all of the physical layer functions are software defined”. Los SDR son dispositivos modulares que poseen funciones de transmisión y recepción controladas vía software, en este caso en concreto, se utilizará LabVIEW. Gracias a esta asociación se consigue generar, modular, demodular, codificar y sincronizar señales [13].

Las unidades SDR proporcionan importantes ventajas; son dispositivos reconfigurables, pueden operar de acuerdo a distintas tecnologías de forma simultánea, y su fiabilidad depende de los algoritmos insertados en la función de corrección y detección de errores. Estas ventajas conllevan un alto consumo de potencia debido a la cantidad de procesamiento que implican.

### 3.4 Universal Software Radio Peripheral

National Instruments es una de las compañías líderes en el desarrollo de equipos SDR, basados en FPGA (Field Programmable Gate Array), orientados al desarrollo de prototipos de investigación con un enfoque por computadora, incluyendo la familia de productos Universal Software Radio Peripheral (USRP).

Los USRP son clasificados según las mejoras desarrolladas sobre ellos y según el tipo de comunicación que poseen con un ordenador. Dentro de estas clasificaciones se va a introducir en los USRP Networked Series, que son diseños cuya transferencia está basada en interfaces Gigabit Ethernet, incrementando la transferencia de muestras y habilitando un puerto de expansión para la implementación de sistemas MIMO.

El modelo utilizado para el sistema DCO-OFDM, implementado en este trabajo, es el NI USRP – 2920 perteneciente a los Networks Series [13].

### 3.5 Arquitectura USRP – 2920

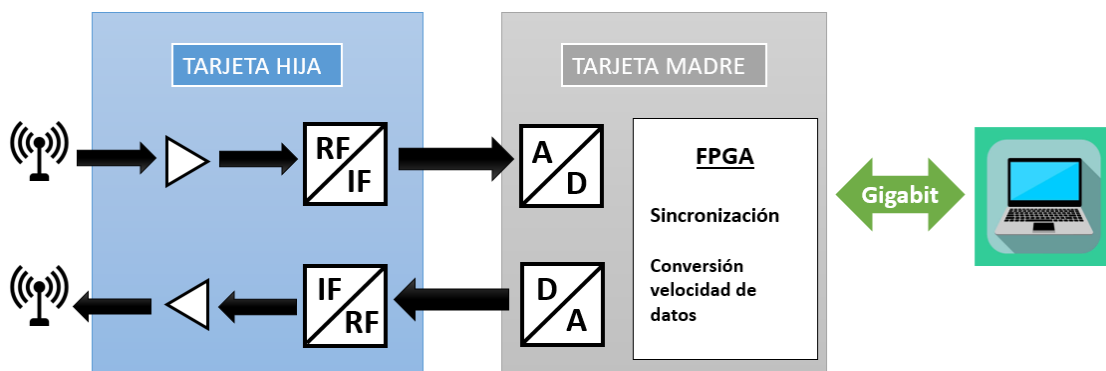
La arquitectura de la familia USRP está basada en el diagrama general de cualquier radio digital, con la salvedad de que sus componentes son gestionados de forma remota vía software [13].

El modelo USRP-2920 opera en una banda que va desde los 400 MHz hasta los 4.4 GHz. Su diagrama de bloques está separado físicamente por dos tarjetas. La primera tarjeta recibe el nombre de madre y está basada en FPGA, es la encargada del procesamiento de la señal en banda base, conformada por los conversores analógico-digitales (ADC) y digitales-analógicos (DAC), realiza el proceso de diezmado de muestras y establece la conexión con un procesador externo.

La tarjeta hija tiene el cometido de procesar la señal en radiofrecuencia y define el rango de frecuencias en las que el radio puede operar.

Además, existen multitud de tarjetas secundarias, cada una con su propio rango espectral de subida y bajada.

La siguiente imagen muestra y describe el diagrama de bloques general del equipo (Fig. 3.11).



*Fig. 3.11 Tarjeta madre e hija*

## 3.6 Justificación del entorno de programación

Como se ha explicado en secciones anteriores, la plataforma de programación gráfica LabVIEW proporciona las herramientas necesarias para la creación de rutinas de procesamiento para sistemas basados en adquisición de datos (DAQ), resulta particularmente útil debido a la gran rapidez en la generación de instrumentos de laboratorio virtuales (VI), a la posibilidad de visualización del flujo de datos en los diagramas de bloques y a su gran compatibilidad con otros lenguajes de programación. Debido a las ventajas mencionadas anteriormente se selecciona el entorno LabVIEW como el software de aplicación para la elaboración del sistema DCO-OFDM.

## 3.7 Desarrollo experimental del sistema

En este apartado se procede a explicar la programación de cada uno de los bloques del sistema OFDM-DCO usando el entorno gráfico LabVIEW.

Al igual que se hizo en la presentación teórica, de los módulos que componen este proyecto, se separará entre modulador y demodulador DCO-OFDM.

### 3.7.1 Desarrollo experimental del modulador DCO-OFDM

El primer módulo del diseño implementado será la modulación QPSK o 16-QAM según la opción seleccionada. Ambas opciones son encapsuladas en un bucle tipo *Case Structure*, lo que permitirá seleccionar un tipo modulación u otra. Las dos opciones poseen las mismas entradas; una trama de bits de llegada y el número de muestras por símbolo. Además, las dos modulaciones devolverán un conjunto de símbolos.

Para comenzar se analizará la modulación QPSK, cuyo corazón operativo será el VI nombrado *Modulate PSK.vi*. Este instrumento virtual es el encargado de realizar la modulación PSK y devolver la matriz de símbolos mapeados, dicha matriz representa el valor complejo de cada símbolo asignado. Adicionalmente entrega la forma de onda de banda base compleja modulada en el parámetro de forma de onda compleja de salida. La siguiente imagen muestra el proceso descrito (Fig. 3.12).

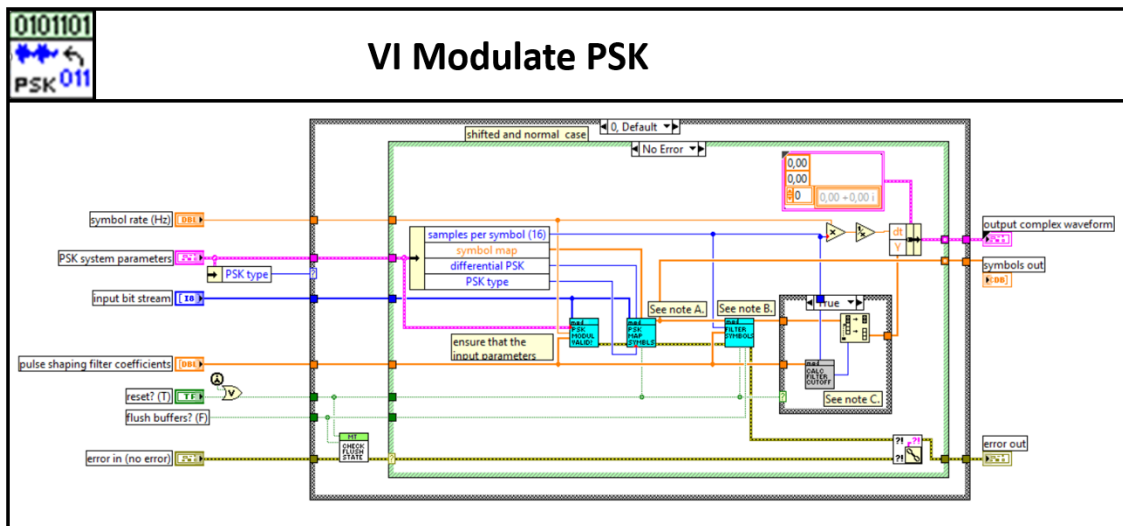


Fig. 3.12 Modulate PSK.vi

*Modulate PSK.vi* necesita como mínimo el flujo de bits de entrada y los coeficientes de filtro adaptado para poder llevar acabo su proceso.

El siguiente módulo a estudiar es *Generate Filter Parameters.vi* (Fig. 3.13), cuya función es la de calcular los coeficientes de filtro adaptado. Como requisitos para realizar estos cálculos son necesarios el tipo de modulación, para la cual se quiere calcular los coeficientes del filtro, y los parámetros del sistema QPSK.

El funcionamiento de este VI es simple, valida los parámetros definidos por el usuario y genera un vector que contiene los coeficientes del filtro.

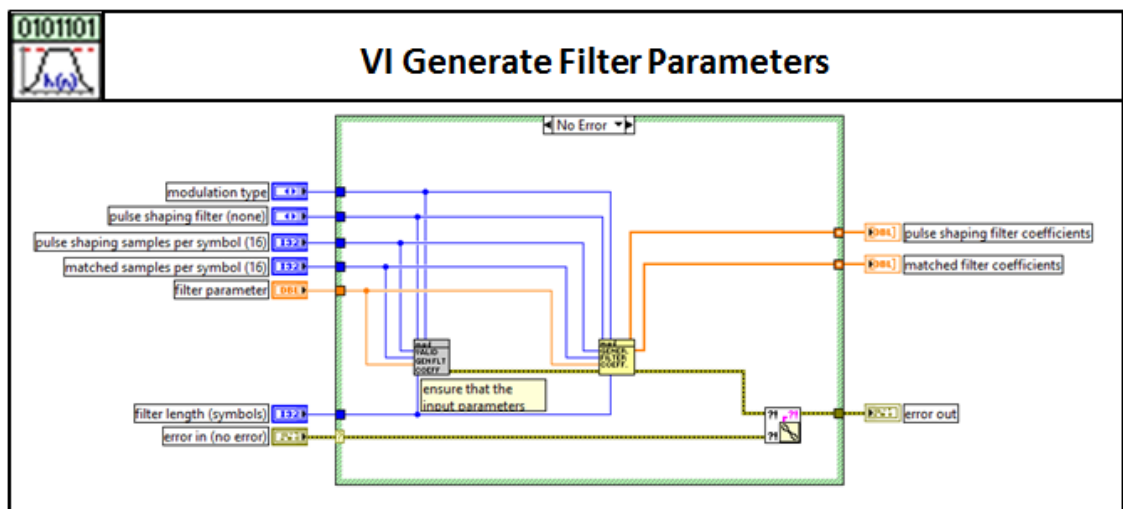


Fig. 3.13 Generate Filter Parameters.vi

Por último, se analizará la obtención de los parámetros del sistema QPSK. Haciendo uso del instrumento virtual *Generate System Parameters.vi* (Fig.3.14) para este fin.

Este VI genera el mapa de símbolos para sistemas PSK modulados, se debe introducir un valor M-ary, para este proyecto la elección es el valor 4, que especificará un mapa de símbolos, que son el conjunto de valores complejos binomiales que darán estructura a la constelación final de la transmisión.

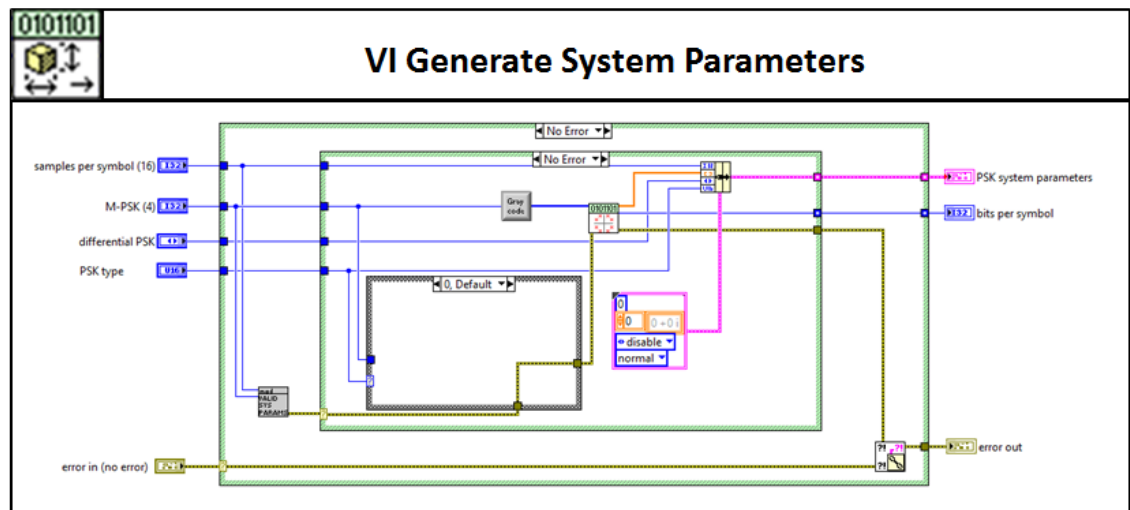


Fig. 3.14 *Generate System Parameters.vi*

Tras estos procesos se ha logrado como resultado una matriz de símbolos mapeados modulados con QPSK. Para comprobar el correcto funcionamiento de la modulación seleccionada se han utilizado gráficos para mostrar tanto la constelación resultante como los símbolos de salida. La siguiente imagen del panel de control muestra un ejemplo de estas verificaciones (Fig. 3.15).



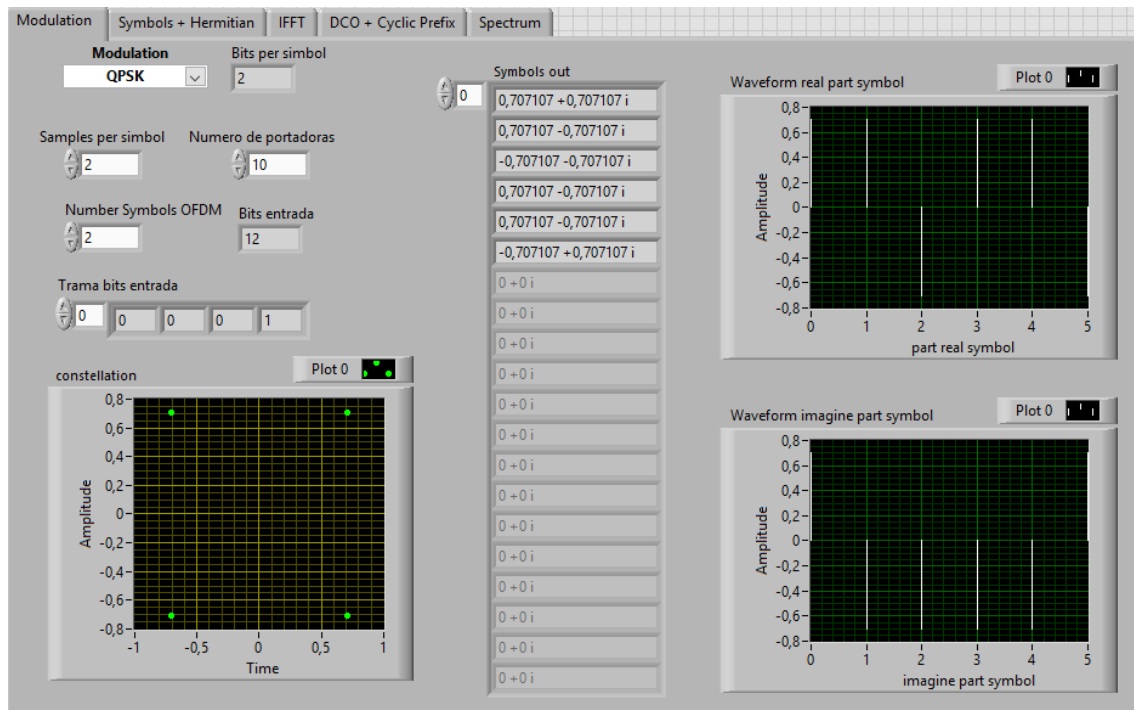


Fig. 3.15 Verificación de modulación QPSK

A continuación, se analizará la modulación 16-QAM. Los instrumentos virtuales utilizados para esta función varían poco de los seleccionados para QPSK. El elemento distintivo será *Modulate QAM.vi*. Este bloque toma como entradas una trama de bits de llegada y los coeficientes de filtro adaptado, después el instrumento virtual se encarga de realizar la modulación QAM y devuelve la matriz de símbolos mapeados, además proporciona la forma de onda de banda base compleja modulada en el parámetro de forma de onda compleja de salida. La siguiente imagen muestra el proceso descrito (Fig. 3.16).

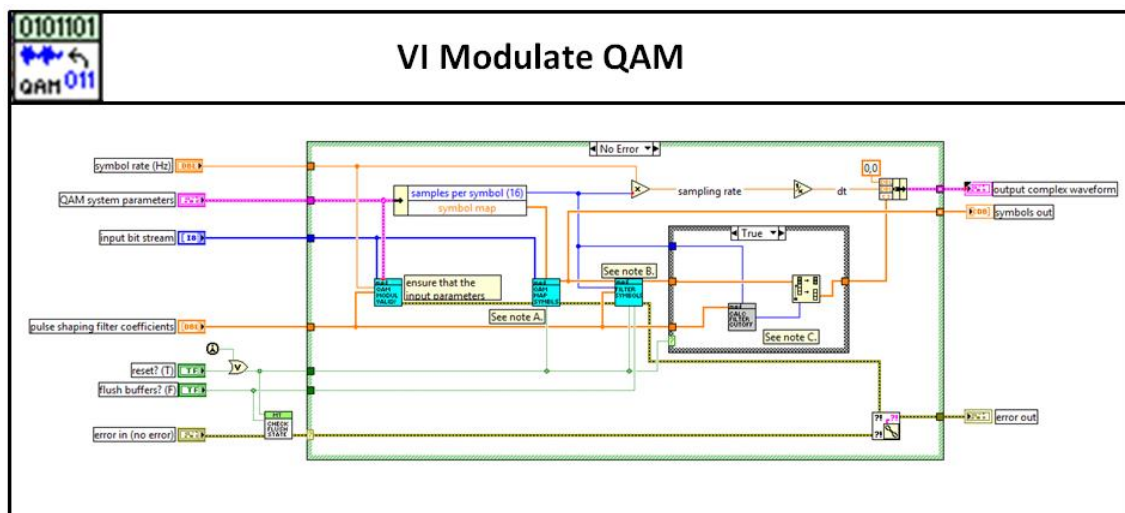


Fig. 3.16 Modulate QAM.vi



Los otros dos bloques utilizados para obtener los símbolos de la matriz 16-QAM son comunes a la modulación QPSK, salvo por determinadas entradas que se deben modificar.

*Generate Filter Parameters.vi* (Fig. 3.13), se debe modificar el tipo de modulación seleccionado, introduciendo QAM. La entrada de los parámetros del sistema también sufrirá una variación.

*Generate System Parameters.v* (Fig. 3.14), bastará con seleccionar la opción QAM y con asignarle como dato M-ary el valor 16.

Al igual que para la modulación QPSK también se realizarán las comprobaciones pertinentes. A continuación, se muestra la figura del panel de control que contiene este proceso (Fig. 3.17).

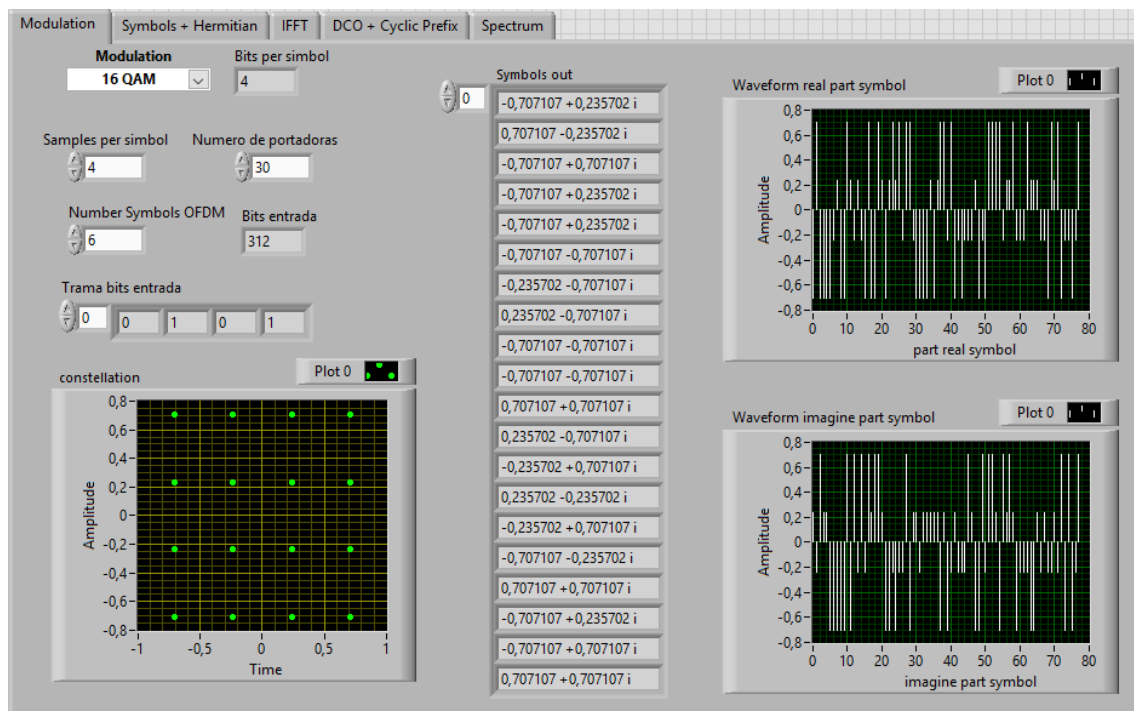
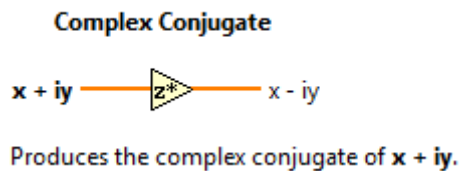


Fig. 3.17 Verificación de modulación 16-QAM

En este punto se tienen los bits de entrada modulados y agrupados en símbolos, por lo que el siguiente módulo a programar, como ya se explicó en la introducción al sistema DCO-OFDM, será la simetría Hermítica.

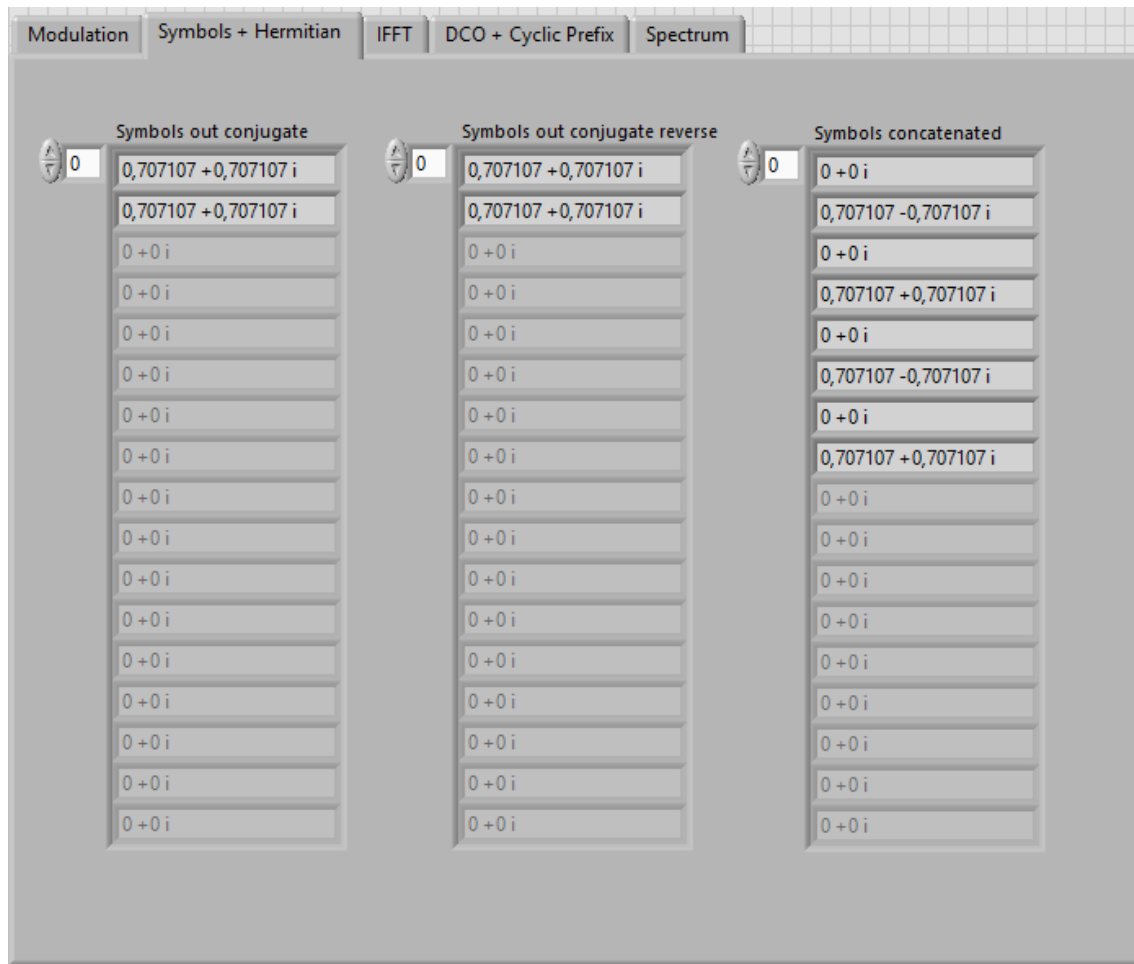
Para generar la función de este bloque se toma ayuda de la sección *Array*, continente en la paleta de controles proporcionada por LabVIEW. Esta agrupación proporciona herramientas capaces de recorrer arrays, generar nuevos, sustituir valores de un array dado e incluso intercalar elementos dentro de estos.

Para conjugar los símbolos entrantes se utilizará el método *Complex conjugate* cuyo funcionamiento se muestra a continuación (Fig. 3.18).



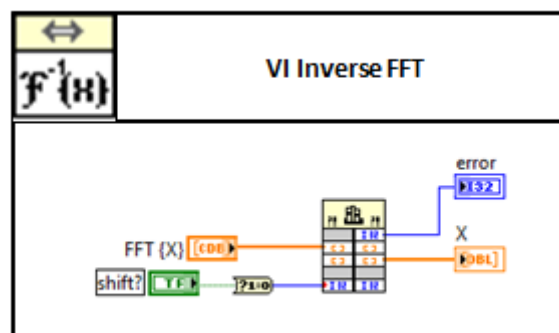
*Fig. 3.18 Complex conjugate*

Un punto a tener en cuenta en esta sección es a la cantidad de símbolos OFDM seleccionados, ya que, cada onda símbolo tendrá su propia simetría Hermítica y por consecuencia la inserción del valor 0 tanto al comienzo del vector resultante como en la separación de los símbolos entrantes y sus conjugados traspuestos. Se muestra un ejemplo de lo explicado para una selección de 2 símbolos OFDM (Fig. 3.19).



*Fig. 3.19 Ejemplo 2 símbolos OFDM*

Posteriormente se introduce este vector resultado en el instrumento virtual *Inverse FFT.vi* (Fig. 3.20). Este bloque realizará la transformada inversa rápida de Fourier, logrando pasar del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo, y entregando a la salida valores reales, es decir, logrando eliminar la componente imaginaria.



*Fig. 3.20 Inverse FFT.vi*

Al igual que se hizo con la sección anterior en este módulo también se mostrarán valores y gráficas de los datos obtenidos en salida para la verificación del correcto funcionamiento del sistema (Fig. 3.21).

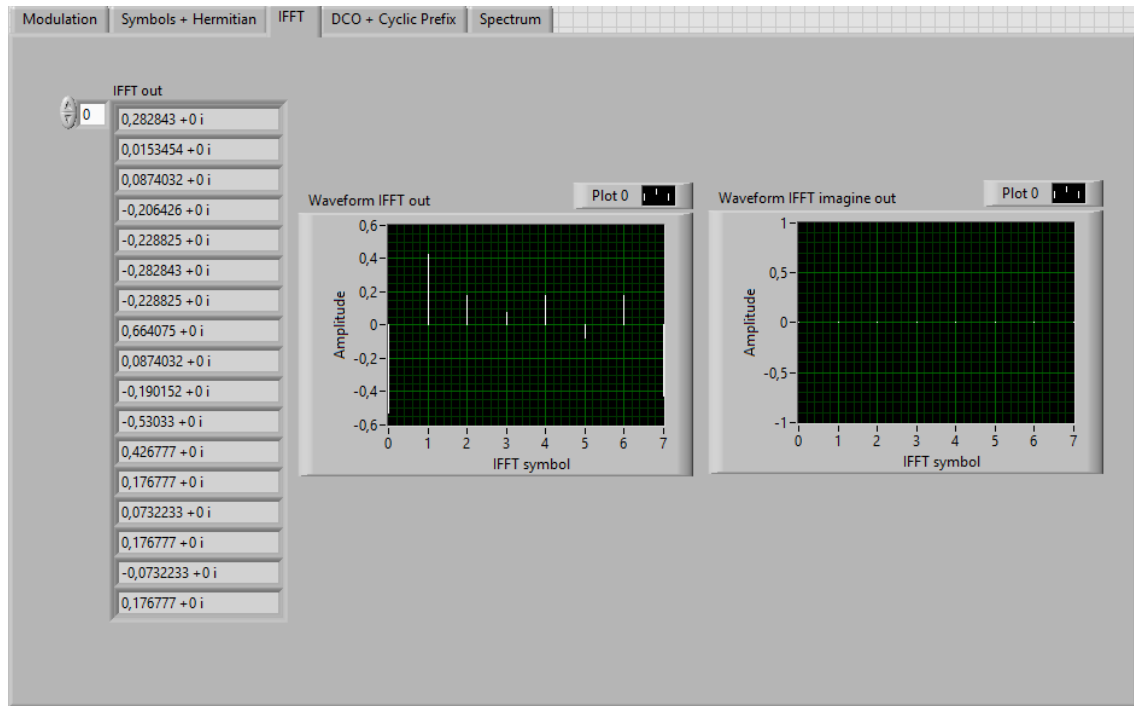


Fig. 3.21 Verificación IFFT

Tras cumplir la primera condición de los sistemas ópticos, ahora se efectuará la consecución de la segunda. Todos los valores a transmitir únicamente pueden ser positivos. Tras el módulo IFFT se consigue dejar el plano complejo y moverse en el plano real, en este punto se adicionará una señal DC óptica logrando así evitar los valores negativos que impiden la transmisión en este tipo de sistemas.

Se debe tener especial cuidado en la elección del valor a sumar a la señal, ya que, un valor ineficaz podría causar el efecto no deseado de un corte en 0.

Por último, para completar la programación del sistema DCO-OFDM, se incorporará el prefijo cíclico. Como se explicó en su sección correspondiente este proceso se basa en copiar una cantidad  $L$  de muestras del conjunto total de muestras a transmitir  $N$  y añadirlas antes de estas.

La siguiente imagen muestra un ejemplo de las comprobaciones realizadas (Fig. 3.22).

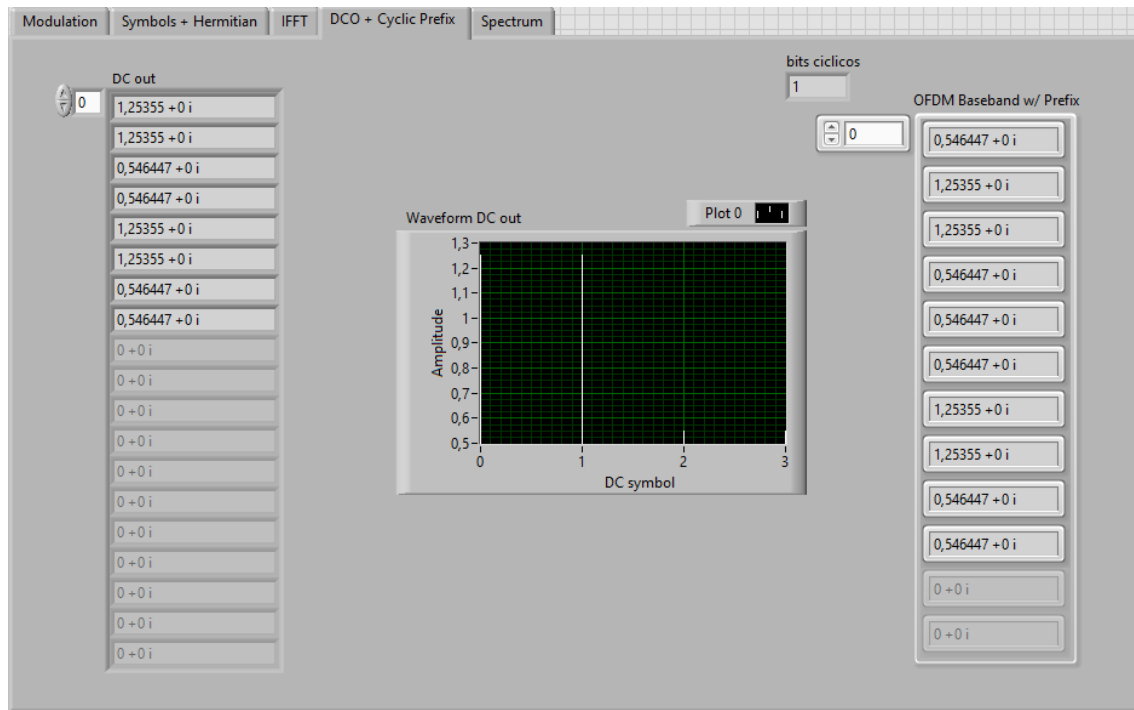


Fig. 3.22 Verificación DCO y prefijo cíclico

### 3.7.2 Desarrollo experimental del demodulador DCO-OFDM

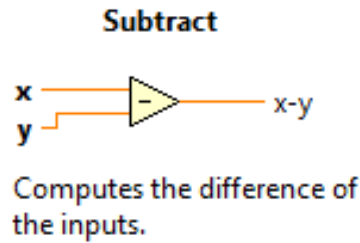
Cuando la señal portadora DCO-OFDM del sistema es capturada se le debe aplicar la pertinente demodulación para recuperar el valor de los datos transmitidos por el emisor. Este apartado analizará el programa LabVIEW generado con dicho fin.

El primer proceso que sufre la señal es el inverso al prefijo cíclico. La cantidad  $L$  de muestras copiadas, antes del conjunto efectivo de muestras moduladas, deben ser suprimidas para no contaminar los datos reales enviados.

En la programación de este instrumento virtual es requisito indispensable conocer el porcentaje de muestras replicadas por el emisor del sistema.

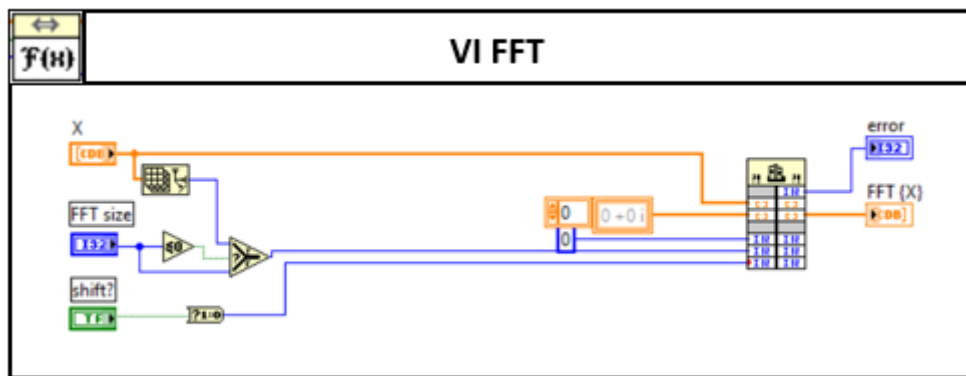
El segundo bloque analizado es la supresión de la componente DC, introducida en el emisor, con el cometido de obtener únicamente valores reales. Conocido el valor adicionado a la señal, la programación del proceso inverso es simple, basta con restar a la señal entrante dicha cifra.

El entorno grafico de programación seleccionado ofrece una serie de herramientas que permiten realizar funciones de tipo numérico, dentro de este grupo se utilizará *Subtrac* para alcanzar el objetivo definido (Fig. 3.23).



*Fig. 3.23 Subtrate*

Tras la realización de los procesos anteriores, la señal se encuentra en el conjunto de los reales pudiendo tener valores tanto positivos como negativos. El siguiente modulo a implementar es la transformada rápida de Fourier (FFT), con esto se logra pasar del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia (Fig. 3.24).



*Fig. 3.24 FFT.vi*

En este punto se debe solucionar cierto inconveniente generado por el bloque anterior. Durante el proceso de modulación, para separar el vector de datos útiles de su simetría Hermítica, se introdujo un valor 0 entre ambos, pues bien, este dato en la salida de la transformada de Fourier puede tener un valor muy próximo a 0 pero mayor a él. Se solventamos esto realizando un sencillo redondeo con LabVIEW, donde todo valor menor a 0.001 es aproximado a 0.

En el siguiente paso se suprime la simetría Hermítica quedando solamente los símbolos efectivos recibidos.

En este momento se puede comenzar con la demodulación QPSK o 16-QAM según la opción seleccionada. Ambas posibilidades son encapsuladas en un bucle tipo *Case Structure*, lo que permitirá seleccionar un tipo de demodulación u otra, acorde con la decisión tomada en el emisor. Las dos opciones poseen las mismas entradas; una trama de símbolos de llegada y el número de muestras por símbolo. La salida de este proceso devolverá la trama de bits transmitidos.

Para comenzar se analiza la demodulación QPSK. Si en el emisor se dijo que el corazón operativo de la modulación era el *Modulate PSK.vi* (Fig. 3.12), en su proceso inverso es *Map Symbols To Bits.vi* el instrumento virtual encargado de realizar la demodulación QPSK. Recibe la trama de símbolos a su entrada y devuelve el flujo de bits de salida basado en el mapa de símbolos que se especifique en su entrada.

La siguiente imagen muestra le proceso descrito (Fig. 3.25).

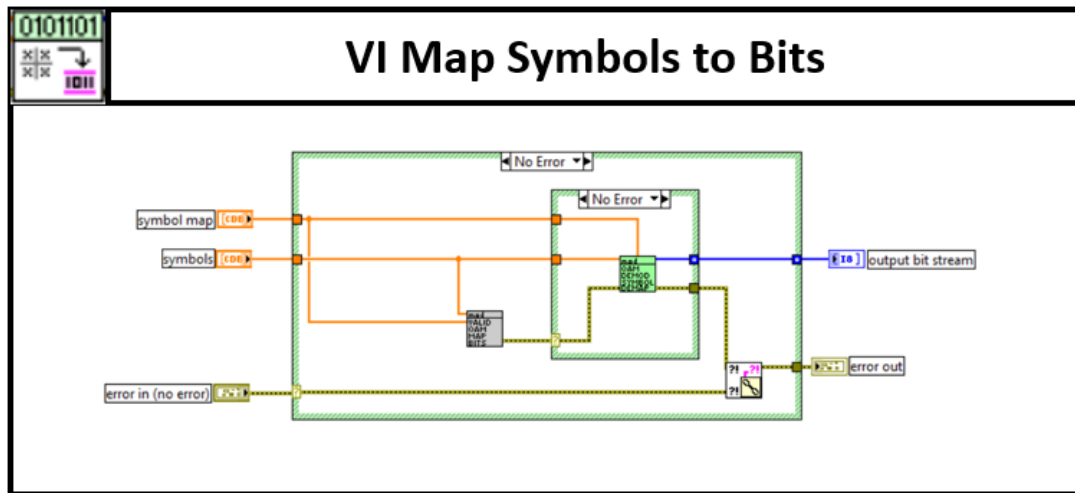


Fig. 3.25 Map Symbols To Bits.vi

Para especificar el mapa de símbolos se hace uso de los instrumentos virtuales *Generate System Parameters.vi* (Fig. 3.14) y *Generate Filter Parameters.vi* (Fig. 3.13) analizados y descritos durante la explicación de la modulación.

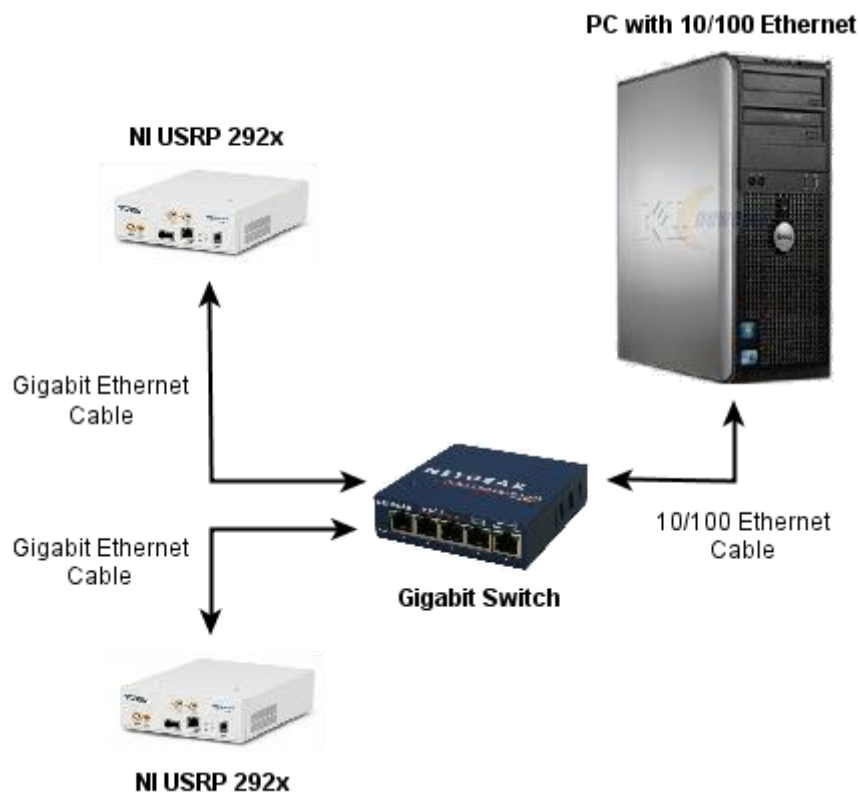
A continuación, se analizará la demodulación 16-QAM. Al igual que en el emisor los instrumentos virtuales utilizados para esta función varían poco de los seleccionados para QPSK. La única diferencia significativa será el mapa de símbolos insertados como entrada en el instrumento virtual *Map Symbols To Bits.vi* (Fig. 3.25). Con esta función se concluye el desarrollo experimental del demodulador OFDM-DCO.

## 3.8 Conexión USRP-2920 con el PC

Como se explicó en el apartado del USRP-2920 la conexión con el ordenador se realiza a través de la interfaz Gigabit Ethernet, esto implica que la interconexión de otra interfaz, con un ancho de banda menor, con el equipo se realizará de manera ineficaz.

Este proyecto está basado en una tecnología inalámbrica, necesita de una alta velocidad de operación, por lo que, la manera ideal de comunicar el ordenador con el equipo USRP será a través de un cable categoría 5e o superior. Con el objetivo de cumplir las condiciones anteriormente mencionadas, es necesario que la Network Interface Card (NIC) pueda operar a una velocidad de 1000Mbps, de lo contrario, la comunicación entre ambos dispositivos será inexistente [13].

En la siguiente imagen se muestra un ejemplo de interconexiones ente equipos USRP-292X y un PC (Fig. 3.26).



*Fig. 3.26 Interconexiones USRP con PC [13]*

El siguiente paso tras la interconexión PC-USRP es la configuración de su dirección IP, para su posterior identificación. Dicho host debe formar parte del conjunto de direcciones privadas del bloque de 16 bits clase C de IPv4 (192.168.0.0 - 192.168.255.255). El protocolo de transmisión de datos utilizado por los USRP es UDP (User Datagram Protocol), por lo que, determinados Firewalls bloquean este protocolo, para solventar este inconveniente es necesario deshabilitarlo y proporcionar a la NIC utilizada una dirección IP fija. Los dispositivos USRP-2029 tienen la dirección predeterminada 192.168.10.2/24.



Al finalizar este proceso la comunicación con el dispositivo se encuentra completada. Como mecanismo de comprobación se puede enviar un mensaje ICMP (Internet Control Message Protocol) tipo “PING” a la dirección fijada del USRP.

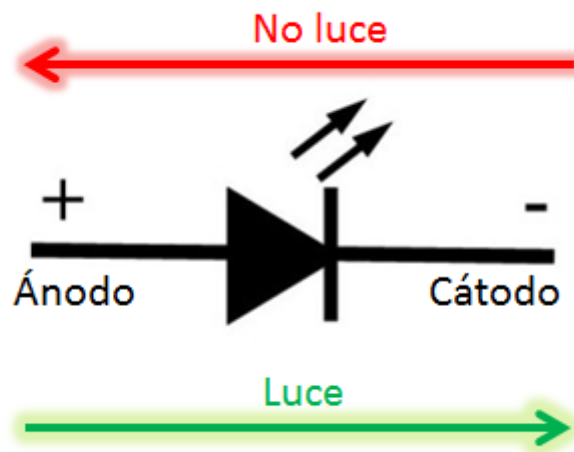
## **4. HARDWARE**

Este es el segundo gran bloque de la implementación del sistema DCO-OFDM. En este apartado se estudiarán los componentes electrónicos necesarios para la implementación tanto de la parte encargada de la transmisión como de la sección correspondiente a la recepción, del proyecto VLC diseñado.

### **4.1 Transmisor**

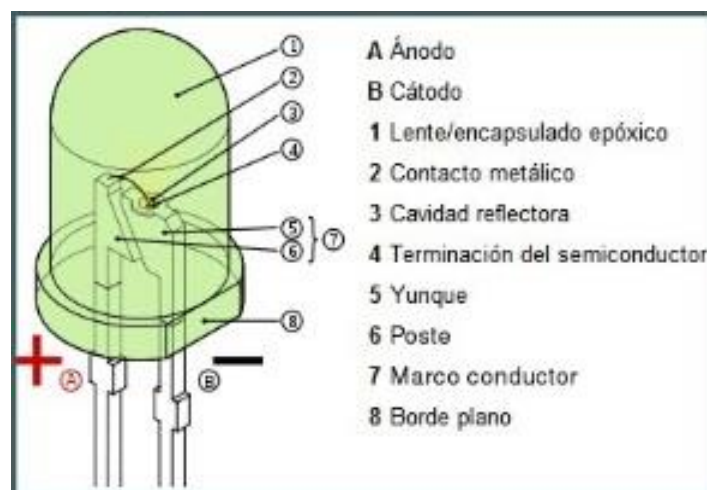
El componente principal de la transmisión inalámbrica a través de luz visible es el diodo LED. Su cometido es emitir la señal generada en la sección, explicada anteriormente, de software.

Los diodos son componentes electrónicos de dos terminales que permiten la circulación de la corriente eléctrica a través de ellos en un solo sentido. Cuando se conecta un diodo en el sentido que permite el paso de la corriente se dice que está polarizado directamente. Los diodos LEDs son una variante de los diodos tradicionales, que emiten luz cuando la corriente pasa a través de ellos, en el único sentido posible (Fig.4.1).



*Fig. 4.1 Funcionamiento LED*

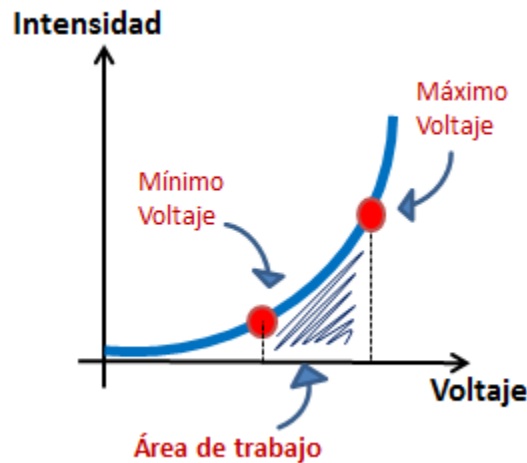
El diodo LED se encuentra formado por un semiconductor, normalmente, encapsulado en una cubierta hecha de plástico que posee mayor resistencia que las cubiertas tradicionales de las lámparas incandescentes y fluorescentes [14]. La siguiente imagen muestra la estructura y composición de un diodo LED (Fig. 4.2).



*Fig. 4.2 Estructura y composición del LED [15]*

Para obtener valores óptimos de intensidad luminosa se debe escoger de manera minuciosa la intensidad que atravesará los diodos LED. El voltaje de operación que soportan este tipo de dispositivos comprende el rango de 2.8 voltios hasta los 3.8 (Fig. 4.3). Esta característica está relacionada tanto con la luz de emisión como con el

material de fabricación. Los diodos de color rojo tienen un valor típico de corriente directa de polarización entre los 10 y 20 miliamperios (mA), mientras que para el resto de LEDs la intensidad está entorno a los 20 y 40 miliamperios (mA).



*Fig. 4.3 Intensidad vs Voltaje de operación*

Los diodos LED proporcionan mayor intensidad luminosa cuanto mayor corriente circula a través de ellos, en contra posición, suelen poseer mejor eficiencia cuanto menor es la intensidad que los recorre. Por lo tanto, es evidente que para la selección de la corriente se debe buscar un compromiso entre la eficiencia y la intensidad luminosa que producen [16].

## 4.2 Evolución del LED

Hoy en día la tecnología LED está integrada en la sociedad, es común su uso cotidiano en aplicaciones simples como mandos a distancia o fabricaciones más complejas como las pantallas de televisión.

En esta sección se llevará a cabo un breve resumen sobre la evolución experimentada por los diodos LEDs desde sus inicios hasta nuestros días.

En 1907, la prestigiosa revista *Electrical World* publica los primeros descubrimientos realizados sobre la electroluminiscencia, tecnología sobre la cual se fundamenta el funcionamiento de los LEDs, realizados por el científico británico Henry Joseph Round. La electroluminiscencia es la propiedad por la que las sustancias que contienen

determinados componentes, como el fósforo, al colocarlas en un campo eléctrico, se excitan y emiten luz.

El siguiente avance significativo en la evolución de los dispositivos LED se produce en 1927, cuando el ingeniero ruso Oleg Rósev fabrica el primer LED de la historia utilizando carburo de silicio y óxido de zinc. Rósev además redacta un informe basado en el efecto luminoso producido cuando la corriente eléctrica pasa a través de diodos semiconductores utilizados en las comunicaciones por radio.

El primer LED de luz infrarroja es descubierto de manera accidental por la pareja de científicos Gary Pittman y Bob Biard, en 1961. Un año más tarde el norteamericano Nick Holonyack desarrolla el primer LED de luz visible, es también durante este año cuando se producen las primeras comercializaciones de LED de color rojo a un precio elevado. Diez años después se lanzan los LEDs de color verde, amarillo y naranja que poseían una baja luminosidad, IBM los introdujo en la señalización de sus componentes electrónicos.

El último gran salto ocurre en la década de los 90 al desarrollarse los primeros LEDs de luz blanca proporcionando una alta luminosidad y generando un amplio abanico de oportunidades en el ámbito de la iluminación [16].

## 4.3 Ventajas y desventajas de los LEDs

Para el diseño del sistema DCO-OFDM implementado en este trabajo se deben conocer las ventajas y limitaciones de la tecnología LED, por ello, en esta sección se procede al estudio de las principales bondades y desventajas que presentan los dispositivos LED [14].

### **Ventajas de los LEDs:**

- Son capaces de generar mayor luminosidad por watio consumido que las tradicionales lámparas incandescentes y fluorescentes. Mayor eficiencia al poseer menor consumo energético.
- Tolerancia al encendido intermitente, atesorando tiempos de encendido y apagado por debajo del milisegundo.
- Gracias a la posibilidad de su fabricación en tamaño reducido permiten su introducción en la señalización de componentes electrónicos

- Vida útil muy superior a las tradicionales lámparas, entorno 50 veces superior, debido a la gran resistencia frente a vibraciones e impactos que atesoran los dispositivos LED.

#### **Ventajas de los LEDs:**

- La limitación principal que sufren los dispositivos LED es la dependencia frente a los cambios de temperatura. Tanto la vida útil como la luminosidad de estas lámparas se ven reducidas cuando se produce un aumento de temperatura y calor sobre ellas.
- Si comparamos con las tradicionales fuentes incandescentes y fluorescentes el coste de compra es mayor, pero el bajo consumo y el superior tiempo de vida útil provocan un ahorro económico.

## **4.4 Diseño del transmisor**

A la hora de realizar el esquemático del emisor se deben tener claros varios parámetros. El encargado de enviar el haz de luz al receptor será el diodo LED, que debe ser alimentado con un umbral de corriente determinado para su correcto funcionamiento. La señal que alimentará al LED será la generada por el USRP cuya amplitud vendrá dada en voltaje y corresponderá con la señal DCO-OFDM programada gracias a LabVIEW, para este proyecto las subportadoras poseen una amplitud que viaja desde los 1.3 voltios a los 2.4 voltios. Tras lo explicado es evidente que el diseño del transmisor debe consistir en un convertor voltaje – intensidad.

El diodo LED seleccionado para este estudio es **C503B-BCS-CV0Z0461** del fabricante **CREE** [anexo 1] cuyas características más importantes son:

- El rango de intensidades para poder operar se sitúa entre los 20 mA–60 mA.
- Otra característica importante es su longitud de onda ( $\lambda$ ), 470 nm.

La siguiente imagen muestra el esquemático que se ha realizado para la implementación del transmisor (Fig. 4.4).

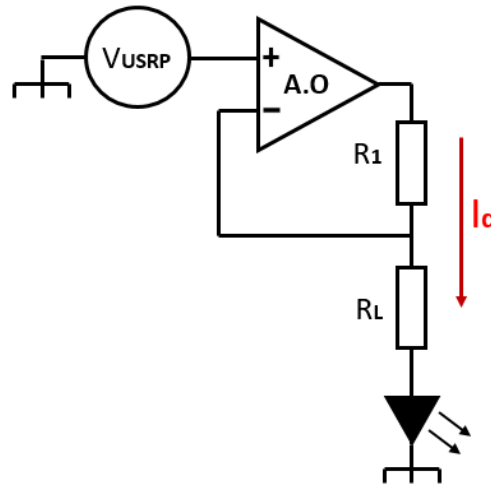


Fig. 4.4 Esquemático transmisor

- El valor de  $R1 = 1\text{ K}\Omega$ , por defecto, ya que, no afecta a la  $I_d$
- Se decide que el valor de  $R_L = 52\ \Omega$

Con el valor de  $R_L$  asignado se obtiene la siguiente correspondencia:

- Para amplitud  $V_{USRP} = 1.3\text{ V} \rightarrow I_d = 25\text{ mA}$ .
- Para amplitud  $V_{USRP} = 2.4\text{ V} \rightarrow I_d = 46\text{ mA}$ .

## 4.5 Receptor

El núcleo funcional del apartado encargado de la recepción de datos, de manera inalámbrica a través de luz visible, es el fotodiodo. Su cometido principal es convertir la luz en corriente con el objetivo de recibir las variaciones de intensidad utilizadas por el emisor para modular la portadora [15].

Un fotodiodo es un semiconductor fabricado con una unión tipo PN y que conduce una cantidad de corriente eléctrica proporcional a la cantidad de luz que lo incide, lo ilumina. Esta intensidad recibe el nombre de corriente de fuga y se genera en sentido contrario al del fotodiodo (Fig. 4.5).

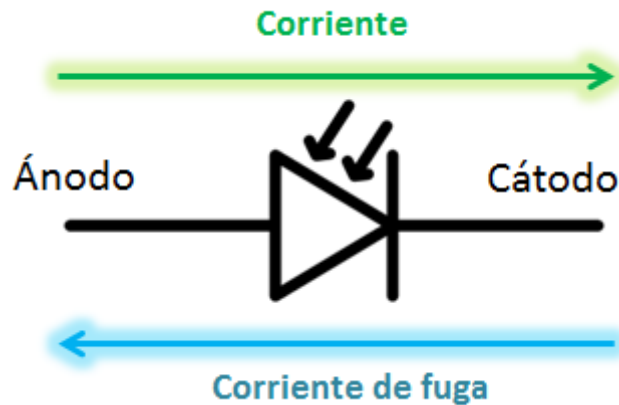


Fig. 4.5 Fotodiodo

Los fotodiodos tienen dos formas de trabajo dependientes de su polarización. Si el dispositivo se encuentra polarizado en sentido inverso, el fotodiodo realizará la función de detector de luz, convertirá la luz en corriente, y será capaz de detectar variaciones en el nivel de iluminación (Fig. 4.6). Por otro lado, si el dispositivo se encuentra polarizado en sentido directo, la corriente que circula a través del fotodiodo seguirá el sentido de este y dejaría de tener efecto sobre él la luz incidente que lo bañe, su comportamiento pasaría a ser como el de un diodo semiconductor normal (Fig. 4.6).

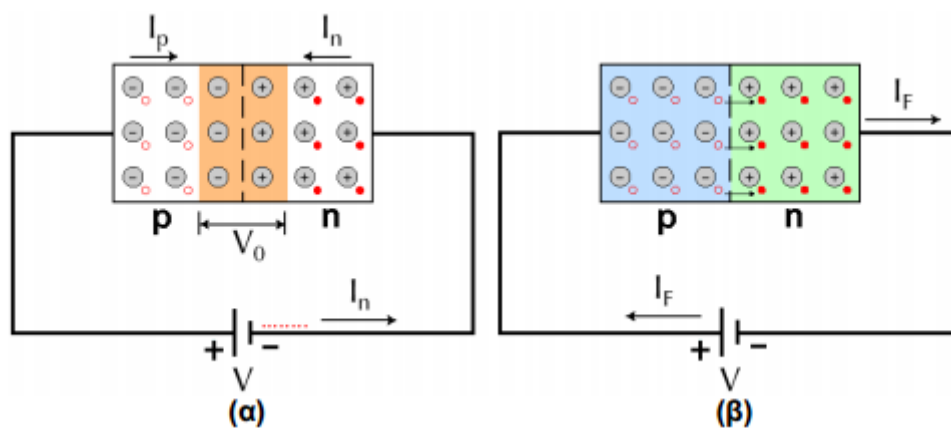


Fig. 4.6 Fotodiodos polarización

Los fotodiodos pueden ser contruidos con distintos materiales, sí están compuestos de silicio son sensibles a la luz visible, mientras que sí el material que los constituye es germanio los fotodiodos son sensibles a la luz infrarroja. Según qué tipo de elemento conforme el dispositivo fotodiodo, este tendrá una longitud de onda distinta. La siguiente tabla muestra una relación entre los distintos tipos de materiales de fabricación con sus respectivas longitudes de onda [15] (Tabla 1).

Material de Fabricación	Longitud de onda (nm)
Silicio	190 - 1100
Germanio	800 - 1900
Indio galio arsénico (InGaAs)	800 - 2600
Sulfuro de plomo	< 1000 - 3900

Tabla 1. Longitudes de onda según material

## 4.6 Diseño del receptor

Como se explicó en la sección anterior, el núcleo funcional de la recepción es el fotodiodo. Estos dispositivos entregan como señal de salida una intensidad, la cual debe ser convertida a voltaje, ya que, el USRP-2920 es el único tipo de señal que es capaz de procesar.

Para realizar la conversión corriente - voltaje se diseñará un driver formado por un amplificador de transimpedancia. La siguiente imagen muestra el esquemático realizado para este cometido (Fig. 4.7).

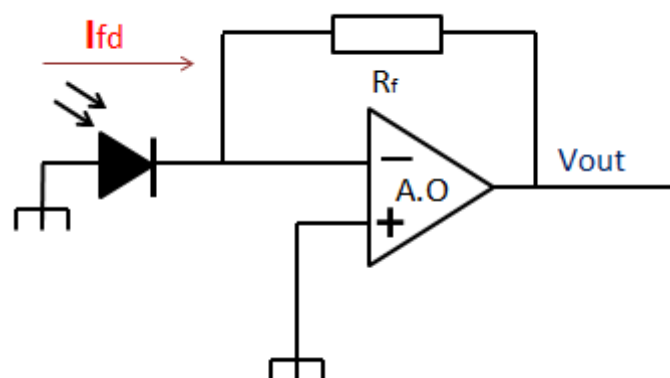


Fig.4.7 Esquemático receptor

Para el diseño se utiliza el amplificador operacional **LMV79x** del fabricante **Texas Instrument** [anexo 2] cuyas características más importantes son:

- GBP (ganancia ancho de banda) = 17 MHz



- $Ca. o = 10 \text{ pF}$

Y el fotodiodo utilizado es **ODD-470W** del fabricante **Opto Diode Corp.** [anexo 3] cuyas características más importantes son:

- Responsividad =  $0.3 \frac{A}{W}$
- Capacitancia =  $120 \text{ pF}$
- Intensidad de oscuridad,  $I_{osc} = 30 \text{ pA}$ .

El primer paso en el diseño es la obtención de la corriente del fotodiodo,  $I_{fd}$ , que viene determinada por la siguiente expresión (Fórmula 4.1):

$$I_{fd} = Pin * \text{Responsividad} + I_{osc} \quad (4.1)$$

Donde  $Pin$  es la potencia máxima que recibirá el fotodiodo, por lo tanto, será la potencia de salida del LED emisor sin sufrir pérdidas [anexo 1].  $Pin = 120 \text{ mW}$ . Se obtiene un valor de  $I_{fd} = 36 \text{ mA}$ .

Con estas condiciones se procede al análisis del circuito con el objetivo de determinar el valor de la resistencia  $R_f$ . La siguiente figura muestra el análisis circuital (Fig. 4.8).

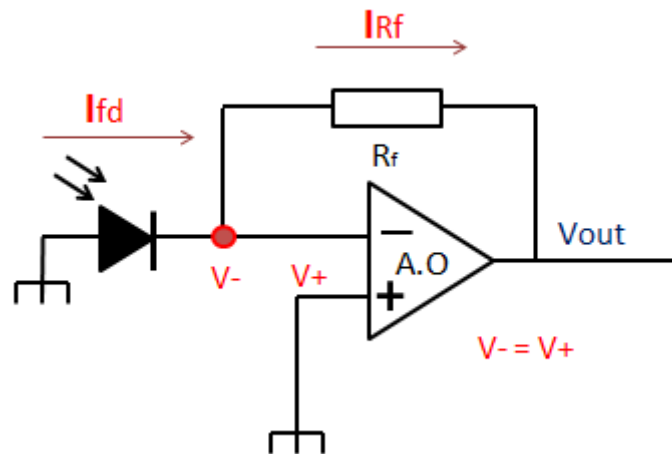


Fig.4.8 Análisis esquemático receptor

Se sabe que en los amplificadores operacionales  $V_- = V_+$ .

A demás para este esquemático  $V_+ = 0 \rightarrow V_- = V_+ = 0$ .

El análisis es el siguiente (Fórmula 4.2):

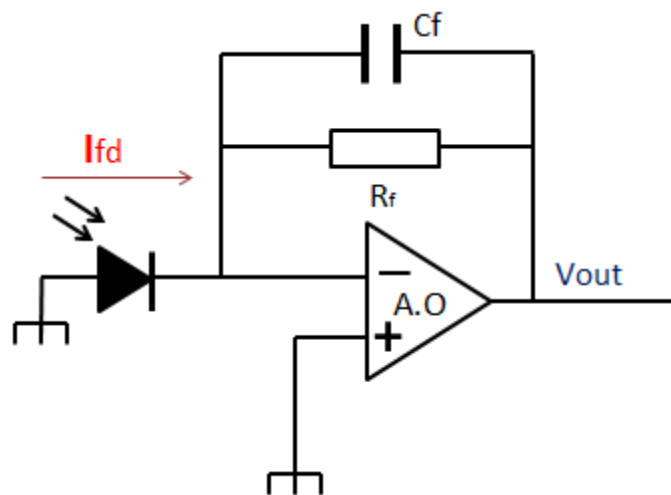
$$\left. \begin{aligned} \frac{(v_-) - 0}{R_{fd}} &= \frac{V_{out} - (V_-)}{R_f} \\ \frac{(v_-) - 0}{R_{fd}} &= I_{fd} \end{aligned} \right\} \quad V_{out} = I_{fd} * R_f \quad (4.2)$$

Se toma  $V_{out} = 2.5 \text{ V}$ , ya que, como se explicó en apartados anteriores el valor más alto de que posee la señal programa es de  $2.4 \text{ V}$ .

Por lo tanto, el valor de la resistencia obtenido es  $R_f = 69.4 \text{ } \Omega$ .

La reactancia capacitiva del fotodiodo junto con la del amplificador operacional puede generar inestabilidad en el circuito, provocando oscilaciones o un gran ruido. Este fenómeno recibe el nombre de pico de ganancia [17].

Con el cometido de salvar este inconveniente se introduce en el circuito un condensador en paralelo con la resistencia,  $R_f$ , esta acción correctiva logra que la pendiente de la ganancia de ruido, del circuito de transimpedancia, y la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional, se intercepten con una pendiente menor a  $20 \text{ dB/década}$ , logrando así la estabilidad del circuito. La siguiente figura muestra cómo queda el driver receptor final (Fig. 4.9).



*Fig.4.9 Esquemático receptor final*

Para obtener el valor del condensador de realimentación,  $C_f$ , se hace uso de la siguiente expresión (Fórmula 4.2):

$$C_f = \sqrt{\frac{C_{total}}{GBP \cdot R_f}} \quad (4.2)$$

Dónde:

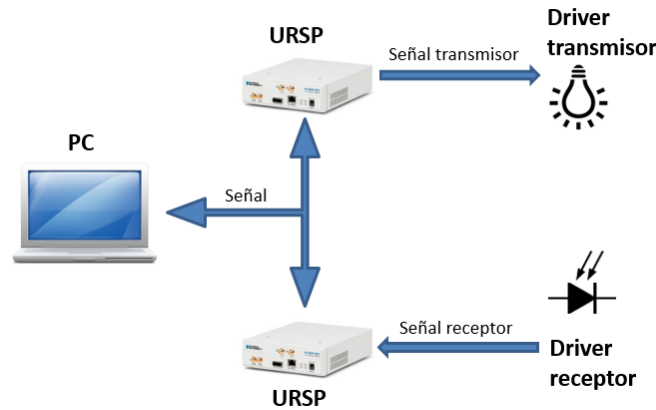
- $C_{total} = C_{a.o} + C_{fd} = 10 \text{ pF} + 120 \text{ pF} = 130 \text{ pF}$ .
- $GBP = 17 \text{ MHz}$ .

Por lo tanto, el valor del condensador obtenido es  $C_f = 2.76 \text{ nF}$ .

Tras el proceso anterior el USRP-2920 recibirá la señal RF a través del driver receptor conectado directamente a RX1 y después convertirá la señal a banda base I/Q y realizará los muestreos usando dos convertidores de analógico a digital de alta velocidad. I/Q, que significa fase y cuadratura, es una manera conveniente de crear una banda base (menor frecuencia) equivalente a una señal de RF. Los muestreos I/Q resultantes serán enviados por una interfaz Gigabit Ethernet a la PC para procesamiento en LabVIEW.

## 4.7 Diseño completo

La siguiente imagen muestra el esquemático del diseño completo dónde se producen las conexiones entre el ordenador, los URSPs el driver emisor y el driver receptor (Fig. 4.10).

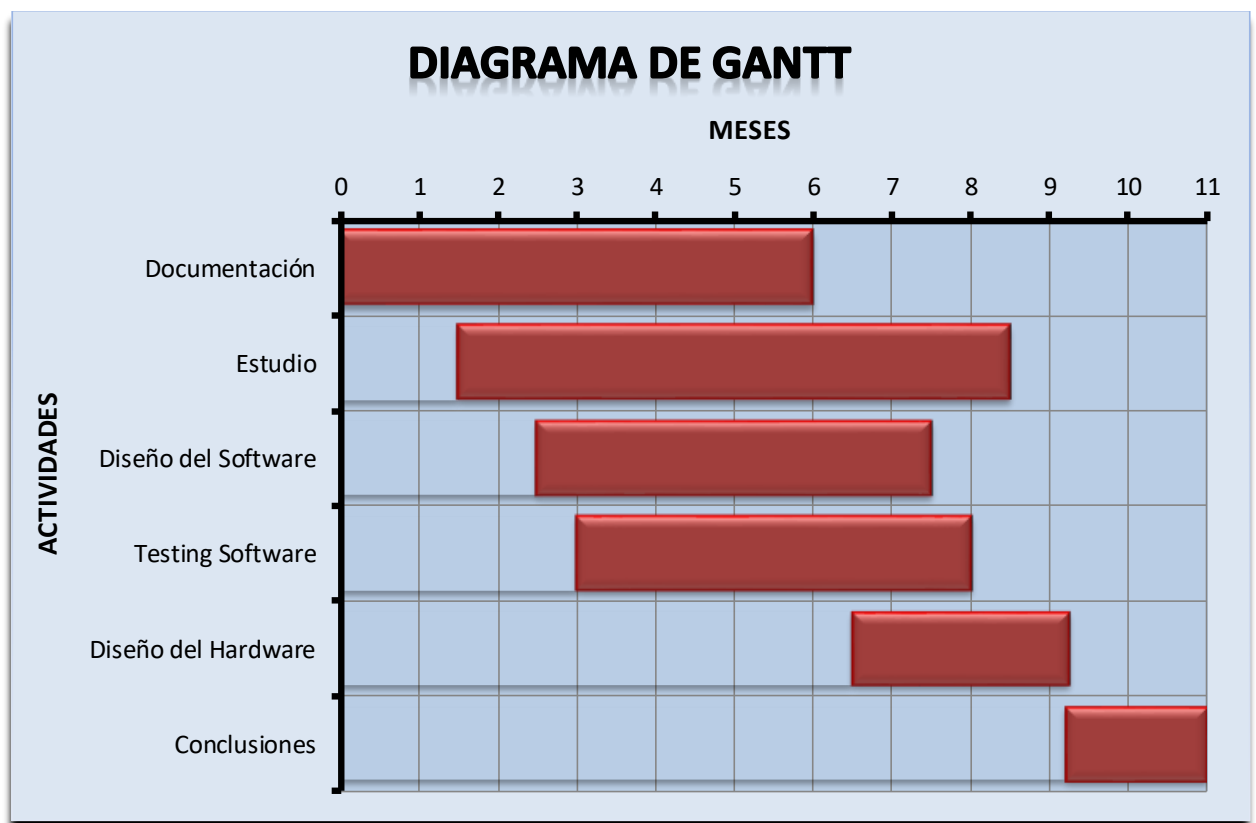


*Fig. 4.10 Esquemático diseño completo*

## 5. PLANIFICACIÓN DEL TRABAJO Y PRESUPUESTO

### 5.1 Diagrama de Gantt

La presente sección tiene como objetivo mostrar la planificación, programación y tiempo de ejecución de las tareas necesarias para la implementación de este proyecto. Se comienza a trabajar en la implementación del sistema OFDM-DCO el día 10 de octubre de 2016 y se concluye la obra a principios de septiembre del año siguiente, con lo que, el desarrollo completo del trabajo tuvo una duración total de once meses. Para exponer lo explicado se hace uso del diagrama de Gantt (Fig. 5.1).



*Fig. 2.1 Digrama de Gantt*

Las actividades realizadas durante los once meses fueron las siguientes: Recopilación de la documentación necesaria sobre el tema a tratar, estudio y análisis tanto de DCO-OFDM como de las herramientas necesarias en su implementación, diseño del software utilizando la herramienta LabVIEW, realización de pruebas sobre el software para la validación de este en entornos ideales, diseño del hardware y obtención de las conclusiones.

## **5.2 Presupuesto**

En este apartado se presentan los gastos necesarios para la generación del sistema VLC, haciendo uso de la multiplexación en el dominio de la frecuencia OFDM, con adición de una señal DC óptica. Se incorpora un desglose de costes de personal, costes del material y costes totales.

### ➤ **Costes de personal**

Para la realización de este proyecto sólo ha participado una persona, bajo la dirección y asesoramiento del director del proyecto, de los cuales se estiman aproximadamente 800 horas de trabajo por parte del estudiante y alrededor de unas 34 por parte del director.

Se estima que el salario para un estudiante de grado en ingeniería en tecnologías de la telecomunicación es alrededor de 6 euros por hora trabajada. También se estima que el sueldo del director del proyecto es el doble respecto del estudiante, es decir, 12 euros por hora trabajada. A continuación, se muestra una tabla don el desglose del coste de personal (Tabla 2).

<b>Apellidos y nombre</b>	<b>Categoría</b>	<b>Horas</b>	<b>Coste hora</b>	<b>Coste total</b>
Morales Fernández Rubén	Estudiante	800	15 €	12.000 €
Gil Jiménez Víctor Pedro	Doctor Ingeniero	34	25 €	850 €

**Total 12.850 €**

*Tabla 2. Costes de personal*

➤ **Costes del material**

El importe de los productos y materiales utilizados para la realización del proyecto se muestran en la siguiente tabla (Tabla 3).

Producto	Modelo	Cantidad	Coste
Ordenador Portátil	HP OMEN 15-ax008ns	1	799 €
Software	LabVIEW base	1	399 €
USRP	2920	2	6.448 €

**Total 7.646 €**

*Tabla 3. Coste material*

➤ **Coste total**

El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 20.496 EUROS. La siguiente tabla muestra el desglose del coste total (Tabla 4).

Costes de personal	12.850 €
Costes del material	7.646 €
<b>Coste total</b>	<b>20.496 €</b>

*Tabla.4 Coste total*

## 6. RESULTADOS, CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

### 6.1 Resultados

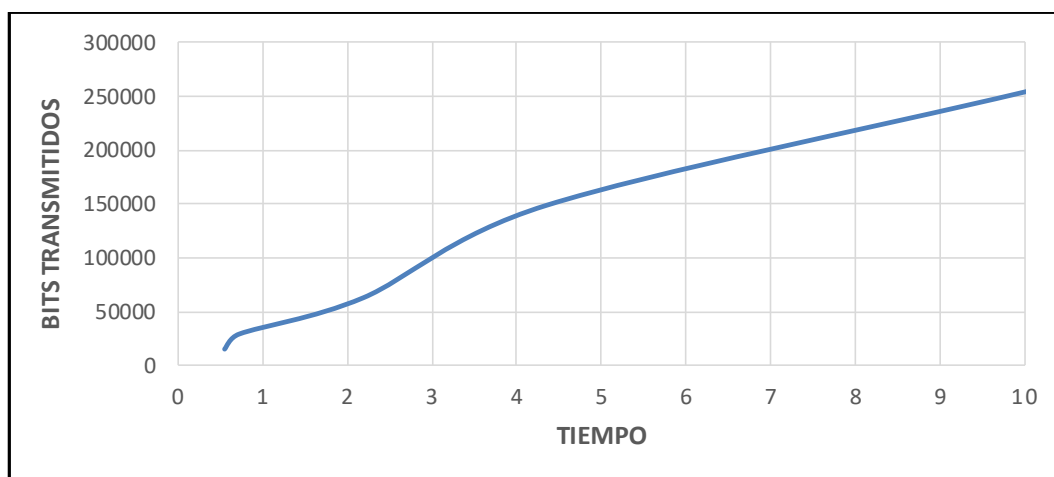
En esta sección se mostrarán los resultados alcanzados mediante el software OFDM-DCO programado.

El primer reporte destacable es la falta de errores. Se obtiene un 100 % de efectividad en la transmisión y recepción de bits, tanto si se usa la modulación QPSK como para 16-QAM.

Resultados obtenidos para la modulación QPSK, aumentando el número de símbolos DCO-OFDM de manera proporcional con el número de subportadoras (Tabla 5) (Fig.6.1).

Símbolos OFDM	Portadoras	Tiempo (seg)	Bits transmitidos
80	200	0,55	15680
100	300	0,72	29600
160	400	2,19	63360
250	600	4,35	149000
320	800	10,03	254720

*Tabla 5. Resultados con QPSK*



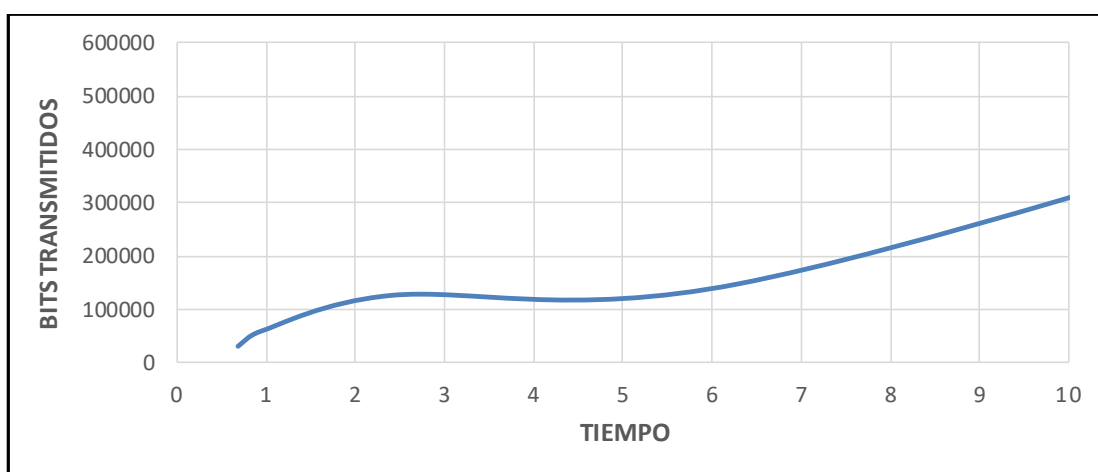
*Fig. 6.1 Gráfica Bits transmitidos vs tiempo para procesamiento QPSK*

Resultados obtenidos para la modulación 16-QAM, aumentando el número de símbolos

DCO-OFDM de manera proporcional con el número de subportadoras (Tabla 6) (Fig.6.2).

Símbolos OFDM	Portadoras	Tiempo (seg)	Bits transmitidos
80	200	<b>0,69</b>	31360
100	300	<b>0,94</b>	59200
160	400	<b>2,39</b>	126720
250	600	<b>6,31</b>	149000
320	800	<b>14,1</b>	509440

*Tabla 6 Resultados con 16-QAM*



*Fig. 6.2 Gráfica Bits transmitidos vs tiempo para procesamiento 16-QAM*

## 6.2 Conclusiones

Se concluye que los objetivos propuestos al principio del desarrollo de este trabajo fin de grado se han alcanzado satisfactoriamente. Se ha realizado el estudio de la multiplexación por división de frecuencia ortogonal con adicción de señal óptica, OFDM-DCO, incluyendo el análisis de cada uno de los bloques que lo conforma y de las diferentes multiplexaciones que podrían remplazarla.

Se ha realizado el aprendizaje del lenguaje de programación gráfico LabVIEW y usado éste para generar el código necesario en la conformación de la multiplexación seleccionada.



Se han estudiado los diferentes tipos de diodos LEDs y fotodiodos, analizado sus características y realizando el diseño teórico tanto del receptor generador de variaciones de luz como del receptor capacitado para la captura de dichas variaciones de luz.

Entre las dos modulaciones utilizadas para la obtención de símbolos, QPSK y 16-QAM, se determina que esta última es capaz de transmitir mayor número de bits, para un número de símbolos OFDM y número de portadoras fijados, que su rival estudiada. En contraposición, QPSK es capaz de generar los cálculos necesarios a mayor velocidad.

## 6.3 Líneas futuras

Para finalizar este trabajo fin de grado, se procede a exponer diferentes mejoras que podrían implantarse en desarrollos futuros:

- **Implementación completa del sistema DCO-OFDM.** Tras los cálculos y diseños teóricos realizados en este proyecto, se propone la fabricación del hardware y la comprobación del correcto funcionamiento del montaje completo.
- **Utilizar otra variante de multiplexación por división de frecuencia ortogonal.** Un ejemplo de esta opción sería el uso de ADO-OFDM (asymmetrically clipped DC-biased optical), la cual es una reciente técnica que combina aspectos de ACO-OFDM y DCO-OFDM. Esta multiplexación tiene como novedad la transmisión simultánea de símbolos DCO-OFDM en las subportadoras pares en conjunto con símbolos ACO-OFDM en las subportadoras impares. Se ha demostrado que ADO-OFDM es más eficiente desde el punto de vista óptico que los tradicionales métodos de multiplexación con adicción de señal óptica.
- **Utilización de diodos láseres.** En este proyecto el núcleo emisor estaba formado por diodos LED, se propone el cambio de estos dispositivos por diodos laser, ya que, estos últimos logran la emisión de luz dirigida en una sola dirección, poseen una mayor potencia de salida y a demás son más rápidos [18].
- **Realización canal dúplex.** Se propone la generación de un sistema bidireccional en el que ambos extremos de la comunicación sean capaces tanto de transmitir datos como de recibirlos.

# **7. EXTENDED ABSTRACT**

## **7.1 Motivation**

### **Visible Light Communications**

To begin with, an introduction to the data transmissions is made through the visible light spectrum (VLC). These communications arise as an alternative to radiofrequency systems, in environments where there are severe restrictions of electromagnetic emission and to achieve a solution for the saturation of the spectrum of such systems.

The main fact that has led to the development of these systems is the increase of LED devices (Light Emitting Diode). The use of conventional bulbs is being replaced by this new technology. LED devices allow high switching speeds which makes it possible to use them not only as a lighting system but also as a means of transmitting information.

Data transmission can be performed in any range of the visible light range, this spectrum is between 400 - 800 THz.

The color of the LED marks the transmission speed, the further away from the white color more higher speed is obtained thanks to the use of a larger frequency spectrum.

A powerful utility of this type of wireless communications and with more future is the Li-Fi (light fidelity).

The purpose of Li-fi is to transmit information through the traditional LED's bulb while a room is lit. To this end, the information is encoded and the working frequencies of the LEDs are modulated.

This system sends the information in binary form, one being the ignition of the LED and zero the absence of light, at a speed so high that the human eye is unable to perceive this flicker.

The emitter is formed by generator modulator of a light's pulses, while the receiver part consists of a photodiode responsible for collecting light changes and sending them back to the electrical domain.

By way of summary it can be said that the Li-Fi is an alternative to the Wi-Fi access network that uses the visible light spectrum for wireless data transmission.

### **Future uses**

The use of Li-Fi is intended to work in conjunction with Wi-Fi, both systems complement each other instead of being replaced as originally believed.

The advantage in the field of security generated by Li-Fi technology makes the main use that will occupy the system will be as a secure access network. But it is not the only utility that possibly will offer the Li-Fi.

The transmission rates promised by Li-Fi are in the order of Megabits per second (Mbps) to Gigabits per second (Gbps), speeds more than enough for applications in closed environments. This technology is also being tried for outdoor use.

The Li-Fi will generate a great leap focused on internet applications, the connectivity network and the exchange of information between everyday devices, objects, vehicles or buildings.

## **Background**

The study and the implementation of systems that allow the wireless transmission of data through the light lead to classify the generation of VLC in two tendencies.

- **Implementation through circuits.** In this section are the developments made through photonic technologies. This choice uses electronic components to generate an emitter driver and another receiver thus forming a complete VLC system.
- **Implementation through SDR.** This section focuses on the work of this project. Software Defined Radio (SDR) are modular devices that have vital transmission and reception functions for VLC generation. As an example, the IDeTIC (Institute for Technological Development and Innovation in Communications) will be mentioned, which has been experimenting with this type of optical implementation in its BALDUR project.

## **Socioeconomic framework**

The integration of data transmission systems through the visible light spectrum (VLC) must overcome several challenges for its implementation in the consumer market.

The first problem that the system need overcome is to join the work of two industries. On one hand manufacturers of LED lighting equipment would need to make certain modifications to their lamp and the addition of a modulator, to the other hand, manufacturers of mobile devices would need to install high-speed photodiode receivers in their devices.

After explanation, VLC will initially cause an increase in sales of LED lighting equipment, but then will suffer a stagnation in the business of these products due the long life of LED devices, approximately 50,000 hours.

In the mobile device sector, the integration of a new hardware into existing manufacturers' equipment could lead to an unnecessary increase in the cost for continue with the robustness of the design. In mobile devices, OEMs could gain benefits by equipping their VLC receiver devices, as this would give them a competitive edge in the market and could justify price increases.

The commercialization of VLC systems would probably have an integration process through a progressive strategy. It would begin with the inclusion in the market of certain uses of VLC, those that did not have to face certain challenges, such as, the coverage or the mobility of the terminals.

## **7.2 Theoretical fundament**

### **Orthogonal Frequency-Division Multiplexing**

OFDM, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, is characterized using a set of carriers that carry information at different frequencies. It allows the sending of multiple messages on the same channel.

The transmission of several carriers in OFDM does not have a separation between each of them, but these carriers are intentionally overlapped to improve the spectral efficiency. The sub-carriers that own the OFDM signal are all synchronized in time and frequency, managing to control the interference between the carrier.

By orthogonality of OFDM, inter-carrier interference (ICI) is avoided because of overlapping subcarriers. To obtain orthogonality in the frequency domain, OFDM carefully selects the baseband frequency of each of the subcarriers, that frequency must be a multiple integer number of the symbol rate inverse, all subcarriers will have a number Integer of cycles per symbol.

### **Optical Modulation**

The optical wireless communications (OWC) are constituted by a source of light functioning as an emitter, send the information, a receiver whose task is to capture the variations of light intensity and by the medium where they transmit, the free space.

Optical modulation with visible light is based on modulation of the intensity (IM) of the optical carrier using the information signal.

Clearly after explanation, modifications must be made to the conventional OFDM to adapt it to the optical system. OFDM in baseband, is constituted by complex signals and in some cases negative, in contrast the implementation of OFDM for optical system is constituted by a receiver that is only capable of performing direct detection (DD). This implies that you can only send real and positive signals.

These new requirements are covered using OFDM with addition of optical DC signal (OFDM-DCO).

### **OFDM with added optical DC signal**

Next, we briefly explain the steps necessary for the realization of the OFDM-DCO modulation. The first blocks of the process will be common to a conventional OFDM.

As input we receive continuous bursts of binary bits, we map them and modulate either with QAM or with PSK (for this project will be done with 16-QAM and QPSK). After this process, there are N symbols each formed by an integer number of bits.

The next step of the system is to pass from the frequency domain to the time domain. To do so, we should enter several symbols in parallel, a result of the previous block, to which we perform the inverse Fourier transform (IFFT). This process give results in complex values, to be able to transmit through visible light it is necessary to avoid these imaginary results, so that prior to the inverse Fourier transform one should work with the Hermitical symmetry, here the first big difference between traditional modulation OFDM and OFDM-DCO.

After this operation, the available data are real. To be able to implement a VLC system, the data to be sent in addition to being real must have positive value, since the optical modulation used will use the variation of intensity in the emitter to modulate the carrier. After the explanation, it is obvious that the objective of the next module will be to suppress negative values in the modulation.

An optical DC signal is added. This is the second inequality with OFDM.

The last module of the system is the insertion of the cyclic prefix, whose purpose is to combat intersymbol interference (ISI) and inter-carrier interference (ICI).

## **7.3 Software**

The first step is to establish the connection between the USRPs and the computer. After this action, it is possible to create blocks diagrams based on LabVIEW graphical

environment programming, to implement the transmitter, the receiver, the carriers and the parameters of OFDM-DCO system session. Certain VI blocks included in the LabVIEW Modulation Toolkit must be used. Such modules are necessary for the generation of any communication scheme that wishes to be implemented on said software through the USRP devices.

## **LabVIEW**

It is a programming environment for application development, like commercial development systems using C or BASIC. This platform does not base its programming on lines of text to generate its code. LabVIEW uses graphical programming or G language, in which the direction or flow of data is easily visible by modules or blocks that simulate virtual laboratory instruments (VI).

VIs are modules that provide a specific function or method for a data. These blocks take input data, process them according to their programming and then send them to the next VI sequentially.

LabVIEW generates programs made up of VI blocks interconnected with each other following the guidelines of a defined flowchart, which causes different data types at the output of a module and subsequent VI input must be compatible.

## **USRP**

National Instruments is one of the leading companies in the development of Field Programmable Gate Array (FPGA) based on SDR equipment, aimed at the development of computer-based research prototypes, including the Universal Software Radio Peripheral (USRP).

USRPs are classified according to the improvements developed on them and according to the type of communication they have with the computer. Within these classifications will be introduced in the USRP Networked Series, which are designs whose transfer is based on Gigabit Ethernet interfaces, increasing the transfer of samples and enabling an expansion port for the implementation of MIMO systems.

The model used for the DCO-OFDM system, implemented in this work, is the NI USRP-2920 belonging to the Networks Series.

## **7.4 Hardware**

In this section will study the electronic components necessary for the implementation of both part in charge of the transmission and the section corresponding to the reception of the VLC project designed.

### **Transmitter**

The main component of wireless transmission through visible light is the LED (Light Emitting Diode). Its purpose is to emit the signal generated in the section, explained above, of software.

The diodes are electronic components of two terminals that allow the circulation of electric current through them in one direction. When a diode is connected in the direction allowing the current to flow it is said to be directly polarized. LEDs are a variant of traditional diodes, which emit light when current passes through them, in the only possible direction.

To obtain optimum luminous intensity values, the intensity of the LED diodes must be carefully chosen. The operating voltage that supports this type of device comprises the range of 2.8 volts up to 3.8. This characteristic is related to both the emission light and the material of manufacture. The red diodes have a typical direct current polarization between 10 and 20 milliamperes (mA), while for all other LEDs the current is around 20 to 40 milliamperes (mA).

The LEDs require a current signal as input, whereas the USRP-2920 outputs a voltage signal, therefore the relevant voltage-current conversion must be performed. A driver formed by a transconductance amplifier will be designed.

### **Receiver**

The functional nucleus of the section responsible for receiving data, wirelessly through visible light, is the photodiode. Its main task is to convert the light into current with the objective of receiving the variations of intensity used by the emitter to modulate the carrier.

A photodiode is a semiconductor manufactured with a PN type connection and conducts an amount of electric current proportional to the amount of light that impinges on it, illuminates it. This current is called the leakage current and is generated in the opposite direction to that of the photodiode.

Photodiodes have two forms of work depending on their polarization. If the device is polarized in reverse, the photodiode will perform the light detector function, convert the light into current, and be able to detect variations in the illumination level. On the other

hand, if the device is directly polarized, the current flowing through the photodiode will follow the direction of this and would no longer influence the incident light that bathes it, its behavior would be like that of a diode Normal semiconductor.

The photodiodes deliver as output signal an intensity, which must be converted to voltage, since the USRP-2920 is the only type of signal that is capable of processing.

To perform the current-voltage conversion, a driver consisting of a transimpedance amplifier will be designed.

## 7.5 Conclusions and future lines

### Conclusions

It is concluded that the objectives proposed at the beginning of the development of this End of Grade Work have been satisfactorily achieved. The study of the orthogonal frequency division multiplexing with optical signal addition, OFDM-DCO, including the analysis of each of the blocks that conform it and of the different multiplexing that could replace it.

The LabVIEW graphical programming language was learned and used to generate the necessary code in the conformation of the selected multiplexing.

The different types of LEDs and photodiodes have been studied, analyzing their characteristics and manufacturing both, receiver of variations of light and a receiver capable of capturing such light variations.

Between the two modulations used to obtain symbols, QPSK and 16-QAM, it is determined that the latter can transmit a greater number of bits, for several OFDM symbols and number of fixed carriers, than its rival studied. In contrast, QPSK can generate the necessary calculations at a faster rate.

### Future lines

To finish this end-of-grade work, we proceed to expose different improvements that could be implemented in future developments:

- **Full implementation of the OFDM-DCO system.** After the calculations and theoretical designs made in this project, it is proposed to manufacture the hardware and check the correct operation of the complete assembly.



- **Use another variant of orthogonal frequency division multiplexing.** An example of this option would be the use of ADO-OFDM (asymmetrically clipped DC-biased optical), which is a recent technique that combines aspects of ACO-OFDM and DCO-OFDM. This multiplexing has as a novelty the simultaneous transmission of OFDM-DCO symbols on the even subcarriers in conjunction with OFDM-ACO symbols on the odd subcarriers. It has been shown that ADO-OFDM is more efficient from the optical point of view than traditional multiplexing methods with optical signal addition.
- **Use of laser diodes.** In this project, the emitting nucleus was formed by LEDs, it is proposed the change of these devices by laser diodes, since the latter achieve the emission of directed light in a single direction, have a higher power output and are faster.
- **Make a duplex channel.** It proposes the generation of a bidirectional system in which both ends of the communication are capable both of transmitting data and of receiving it.

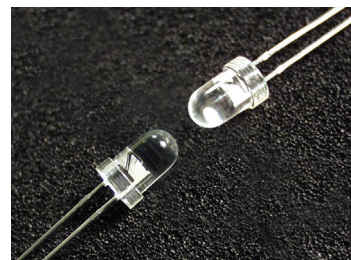
# BIBLIOGRAFÍA

- [1] VIX. “El espectro de luz visible”. Disponible online: <https://www.vix.com/es/btg/curiosidades/2011/10/02/el-espectro-visible-de-luz> (Último acceso: septiembre 2017)
- [2] Tecnología. “Internet a través de la luz”. Disponible online: <http://www.areatecnologia.com/nuevas-tecnologias/li-fi.html> (Último acceso: septiembre 2017)
- [3] Quees. “Explicación y definición de LiFi”. Disponible online: <https://www.quees.info/li-fi.html> (Último acceso: septiembre 2017)
- [4] Huffpost. “Li-Fi: guía de la nueva tecnología que nos conectará a internet”. Disponible online: [http://www.huffingtonpost.es/2016/02/07/como-funciona-li-fi\\_n\\_9131738.html](http://www.huffingtonpost.es/2016/02/07/como-funciona-li-fi_n_9131738.html) (Último acceso: septiembre 2017)
- [5] Xatakahome. “Proyecto BALDUR”. Disponible online: <https://www.xatakahome.com/la-red-local/comunicaciones-por-luz-visible-cuando-los-bits-nos-lleguen-de-las-bombillas> (Último acceso: septiembre 2017)
- [6] Innovacionli-fi.blogspot.com.es/p/normas-del-li-fi.html. “Normas del LIFI”. Disponible online: <http://innovacionli-fi.blogspot.com.es/p/normas-del-li-fi.html> (Último acceso: septiembre 2017)
- [7] Monografías. “OFDM”. Disponible online: <http://www.monografias.com/trabajos105/multiplexacion-division-frecuencias-ortogonales-ofdm/multiplexacion-division-frecuencias-ortogonales-ofdm.shtml> (Último acceso: septiembre 2017)
- [8] Emaze. “OFDM diagrama de bloques”. Disponible online: <https://www.emaze.com/@ACQQIZOR/Televisi%C3%B3n-Digital-Europea> (Último acceso: septiembre 2017)
- [9] J. Armstrong, “OFDM for Optical Communications”, Lightwave Technology, Vol. 27, No. 3, 2009, pp. 189-204.
- [10] JEG Barajas, “Series y Transformada de Fourier para Señales Continuas y Discretas en el Tiempo: Algoritmos para el desarrollo de ejercicios prácticos”, OmniaScience, 2015
- [11] X. Zhang, Y. F. Zhou, Y. P. Yu, P. C. Han, X. R. Wang, "Comparison and Analysis of DCO-OFDM, ACO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems", 2015.

- [12] Los socios blog. “Exposición 2: TDM, FDM, ASK, PSK, FSK, QAM”. Disponible online: <https://lossociosblog.wordpress.com/2016/07/07/tdm-fdm-ask-psk-fsk-qam/> (Último acceso: septiembre 2017)
- [13] Natioanl Instruments. “Entorno LabVIEW”. Disponible online: <http://www.ni.com/academic/students/learn-labview/environment/esa/> (Último acceso: septiembre 2017)
- [14] Monografías. “Diodo LED”. Disponible online: <http://www.monografias.com/trabajos60/diodo-led/diodo-led.shtml> (Último acceso: septiembre 2017)
- [15] Prezi. “Diodo LED y fotodiodos”. Disponible online: <https://prezi.com/zy2xrr91cdit/diodos-emisores-de-luz-y-photo-diodos/> (Último acceso: septiembre 2017)
- [16] Bbc. “LED historia”. Disponible online: [http://www.bbc.com/mundo/noticias/2012/10/121010\\_tecnologia\\_led\\_bombillo\\_50anos\\_luz\\_dp](http://www.bbc.com/mundo/noticias/2012/10/121010_tecnologia_led_bombillo_50anos_luz_dp) (Último acceso: septiembre 2017)
- [17] Academia.edu. “Amplificadores y circuitos integrados”. Disponible online: [http://www.academia.edu/7497818/Dise%C3%B1o\\_con\\_amplificadores\\_operacionales\\_y\\_circuitos\\_integrados\\_anal%C3%B3gicos\\_3ra\\_Edici%C3%B3n\\_-\\_Sergio\\_Franco](http://www.academia.edu/7497818/Dise%C3%B1o_con_amplificadores_operacionales_y_circuitos_integrados_anal%C3%B3gicos_3ra_Edici%C3%B3n_-_Sergio_Franco) (Último acceso: septiembre 2017)
- [18] Monocrom. “Diodos laser”. Disponible online: <https://www.monocrom.com/es/productos/diodos-laser-de-alta-potencia> (Último acceso: septiembre 2017)

# ANEXOS

## Cree® 5-mm Blue and Green Round LED C503B-BCS/BCN/GCS/GCN



### PRODUCT DESCRIPTION

Round LEDs offer superior light output for excellent readability in sun-light and dependable performance. They provide extremely stable light output over long periods of time.

These lamps are made with an advanced optical-grade epoxy offering superior high-temperature and high-moisture-resistance performance in outdoor signal and sign applications.

### FEATURES

- Size (mm): 5
- Color and Typical Dominant Wavelength:  
Blue (470nm)  
Green(527nm)
- Luminous Intensity (mcd)  
C503B-BCS/BCN:  
(2130-12000)  
C503B-GCS/GCN:  
(5860-32900)
- Viewing angle:  
C503B-BCS/BCN/GCS/GCN:  
30 degree
- Lead - Free
- RoHS Compliant

### APPLICATIONS

- Electronic Signs & Signals (ESS)
- Motorway Signs
- Variable Message Sign (VMS)
- Advertising signs
- Petrol Signs
- Amusement

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Items	Symbol	Absolute Maximum Rating	Unit
		Blue/Green	
Forward Current	$I_F$	30	mA
Peak Forward Current <sup>Note1</sup>	$I_{FP}$	100	mA
Reverse Voltage	$V_R$	5	V
Power Dissipation	$P_D$	120	mW
Operation Temperature	$T_{opr}$	-40 ~ +95	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 ~ +100	$^\circ\text{C}$
Lead Soldering Temperature	$T_{sol}$	Max. 260 $^\circ\text{C}$ for 3 sec. max. (3 mm from the base of the epoxy bulb)	

### Note:

1. Pulse width  $\leq 0.1$  msec, duty  $\leq 1/10$ .

## TYPICAL ELECTRICAL & OPTICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristics	Color		Symbol	Condition	Unit	Minimum	Typical	Maximum
Forward Voltage	Blue/Green		$V_F$	$I_F = 20$ mA	V		3.2	4.0
Reverse Current	Blue/Green		$I_R$	$V_R = 5$ V	$\mu\text{A}$			100
Dominant Wavelength	Blue		$\lambda_D$	$I_F = 20$ mA	nm	465	470	480
	Green		$\lambda_D$	$I_F = 20$ mA	nm	520	527	535
Luminous Intensity	Blue	C503B-BCS/BCN (30 degree)	$I_V$	$I_F = 20$ mA	mcd	2130	4800	
	Green	C503B-GCS/GCN (30 degree)	$I_V$	$I_F = 20$ mA	mcd	5860	20000	
50% Power Angle	C503B-BCS/BCN/GCS/GCN		$2\theta_{1/2}$	$I_F = 20$ mA	deg		30	

## INTENSITY BIN LIMIT ( $I_F = 20 \text{ mA}$ )

Blue

C503B-BCS/BCN (30 degree)

Bin Code	Min.(mcd)	Max.(mcd)
V0	2130	3000
W0	3000	4180
X0	4180	5860
Y0	5860	8200
Z0	8200	12000

Green

C503B-GCS/GCN (30 degree)

Bin Code	Min.(mcd)	Max.(mcd)
Y0	5860	8200
Z0	8200	12000
A0	12000	16800
B0	16800	23500
C0	23500	32900

- Tolerance of measurement of luminous intensity is  $\pm 15\%$

## COLOR BIN LIMIT ( $I_F = 20 \text{ mA}$ )

Blue

Bin Code	Min.(nm)	Max.(nm)
B4	465	470
B45	467.5	472.5
B5	470	475
B67	472.5	477.5
B6	475	480

Green

Bin Code	Min.(nm)	Max.(nm)
G7	520	525
G23	522.5	527.5
G8	525	530
G45	527.5	532.5
G9	530	535

- Tolerance of measurement of dominant wavelength is  $\pm 1 \text{ nm}$

## ORDER CODE TABLE\*

Blue (30 degree)

Color	Kit Number	Viewing Angle	Luminous Intensity (mcd)		Dominant Wavelength				Package	Standoff
			Min.	Max.	Color Bin	Min. (nm)	Color Bin	Max. (nm)		
Blue	C503B-BCS-CV0Z0461	30	2130	12000	B4	465	B6	480	Bulk	Yes
Blue	C503B-BCS-CW0X0451	30	3000	5860	B4	465	B5	475	Bulk	Yes
Blue	C503B-BCS-CX0Y0451	30	4180	8200	B4	465	B5	475	Bulk	Yes
Blue	C503B-BCS-CV0Z0462	30	2130	12000	B4	465	B6	480	Ammo	Yes
Blue	C503B-BCS-CW0X0452	30	3000	5860	B4	465	B5	475	Ammo	Yes
Blue	C503B-BCS-CX0Y0452	30	4180	8200	B4	465	B5	475	Ammo	Yes
Blue	C503B-BCN-CV0Z0461	30	2130	12000	B4	465	B6	480	Bulk	No
Blue	C503B-BCN-CW0X0451	30	3000	5860	B4	465	B5	475	Bulk	No
Blue	C503B-BCN-CX0Y0451	30	4180	8200	B4	465	B5	475	Bulk	No
Blue	C503B-BCN-CV0Z0462	30	2130	12000	B4	465	B6	480	Ammo	No
Blue	C503B-BCN-CW0X0452	30	3000	5860	B4	465	B5	475	Ammo	No
Blue	C503B-BCN-CX0Y0452	30	4180	8200	B4	465	B5	475	Ammo	No



## ORDER CODE TABLE\*

Green (30 degree)

Color	Kit Number	Viewing Angle	Luminous Intensity (mcd)		Dominant Wavelength				Package	Standoff
			Min.	Max.	Color Bin	Min. (nm)	Color Bin	Max. (nm)		
Green	C503B-GCS-CY0C0791	30	5860	32900	G7	520	G9	535	Bulk	Yes
Green	C503B-GCS-CA0B0781	30	12000	23500	G7	520	G8	530	Bulk	Yes
Green	C503B-GCS-CA0B0891	30	12000	23500	G8	525	G9	535	Bulk	Yes
Green	C503B-GCS-CB0C0781	30	16800	32900	G7	520	G8	530	Bulk	Yes
Green	C503B-GCS-CB0C0891	30	16800	32900	G8	525	G9	535	Bulk	Yes
Green	C503B-GCS-CY0C0792	30	5860	32900	G7	520	G9	535	Ammo	Yes
Green	C503B-GCS-CA0B0782	30	12000	23500	G7	520	G8	530	Ammo	Yes
Green	C503B-GCS-CA0B0892	30	12000	23500	G8	525	G9	535	Ammo	Yes
Green	C503B-GCS-CB0C0782	30	16800	32900	G7	520	G8	530	Ammo	Yes
Green	C503B-GCS-CB0C0892	30	16800	32900	G8	525	G9	535	Ammo	Yes
Green	C503B-GCN-CY0C0791	30	5860	32900	G7	520	G9	535	Bulk	No
Green	C503B-GCN-CA0B0781	30	12000	23500	G7	520	G8	530	Bulk	No
Green	C503B-GCN-CA0B0891	30	12000	23500	G8	525	G9	535	Bulk	No
Green	C503B-GCN-CB0C0781	30	16800	32900	G7	520	G8	530	Bulk	No
Green	C503B-GCN-CB0C0891	30	16800	32900	G8	525	G9	535	Bulk	No
Green	C503B-GCN-CY0C0792	30	5860	32900	G7	520	G9	535	Ammo	No
Green	C503B-GCN-CA0B0782	30	12000	23500	G7	520	G8	530	Ammo	No
Green	C503B-GCN-CA0B0892	30	12000	23500	G8	525	G9	535	Ammo	No
Green	C503B-GCN-CB0C0782	30	16800	32900	G7	520	G8	530	Ammo	No
Green	C503B-GCN-CB0C0892	30	16800	32900	G8	525	G9	535	Ammo	No

### Notes:

1. The above kit numbers represent order codes that include multiple intensity-bin and color-bin codes. Only one intensity-bin code and one color-bin code will be shipped on each bulk. Single intensity-bin code and single color-bin codes will not be orderable.
2. Please refer to the "Cree LED Lamp Reliability Test Standards" document for reliability test conditions.
3. Please refer to the "Cree LED Lamp Soldering & Handling" document for information about how to use this LED product safely.

## GRAPHS

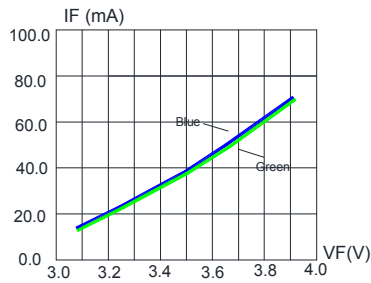


FIG.1 FORWARD CURRENT VS. FORWARD VOLTAGE.

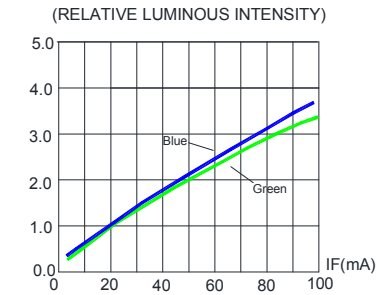


FIG.2 RELATIVE LUMINOUS INTENSITY VS. FORWARD CURRENT

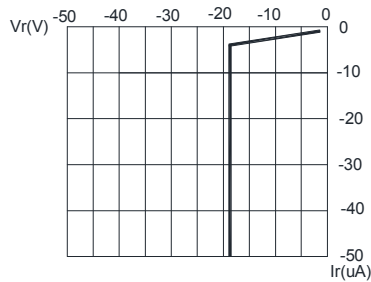


FIG.3 REVERSE CURRENT VS. REVERSE VOLTAGE.

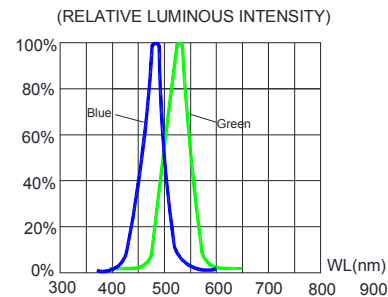


FIG.4 RELATIVE LUMINOUS INTENSITY VS. WAVELENGTH.

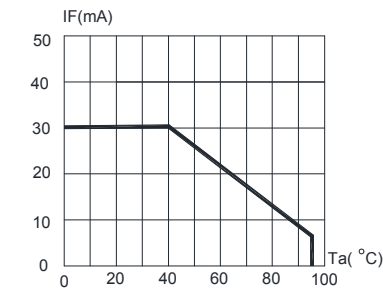


FIG.5 BLUE & GREEN MAXIMUM FORWARD DC CURRENT VS AMBIENT TEMPERATURE ( $T_{jmax}=105^{\circ}\text{C}$ )

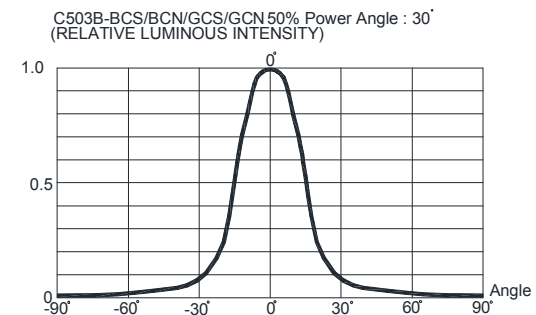


FIG.7 FAR FIELD PATTERN

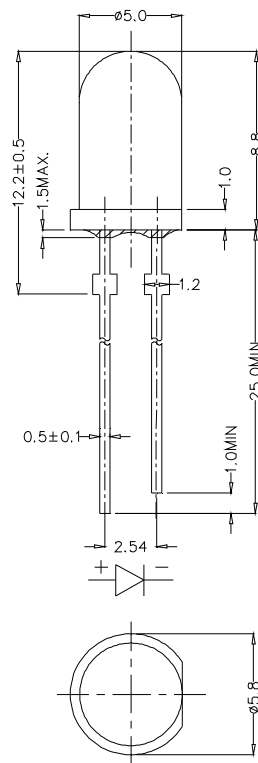
The above data are collected from statistical figures that do not necessarily correspond to the actual parameters of each single LED. Hence, these data will be changed without further notice.

All dimensions are in mm. Tolerance is  $\pm 0.25$  mm unless otherwise noted.

An epoxy meniscus may extend about 1.5 mm down the leads.

Burr around bottom of epoxy may be 0.5 mm max.

C503B-BCN/GCN:



## RoHS Compliance

The levels of environmentally sensitive, persistent biologically toxic (PBT), persistent organic pollutants (POP), or otherwise restricted materials in this product are below the maximum concentration values (also referred to as the threshold limits) permitted for such substances, or are used in an exempted application, in accordance with EU Directive 2002/95/EC on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment (RoHS), as amended through April 21, 2006.

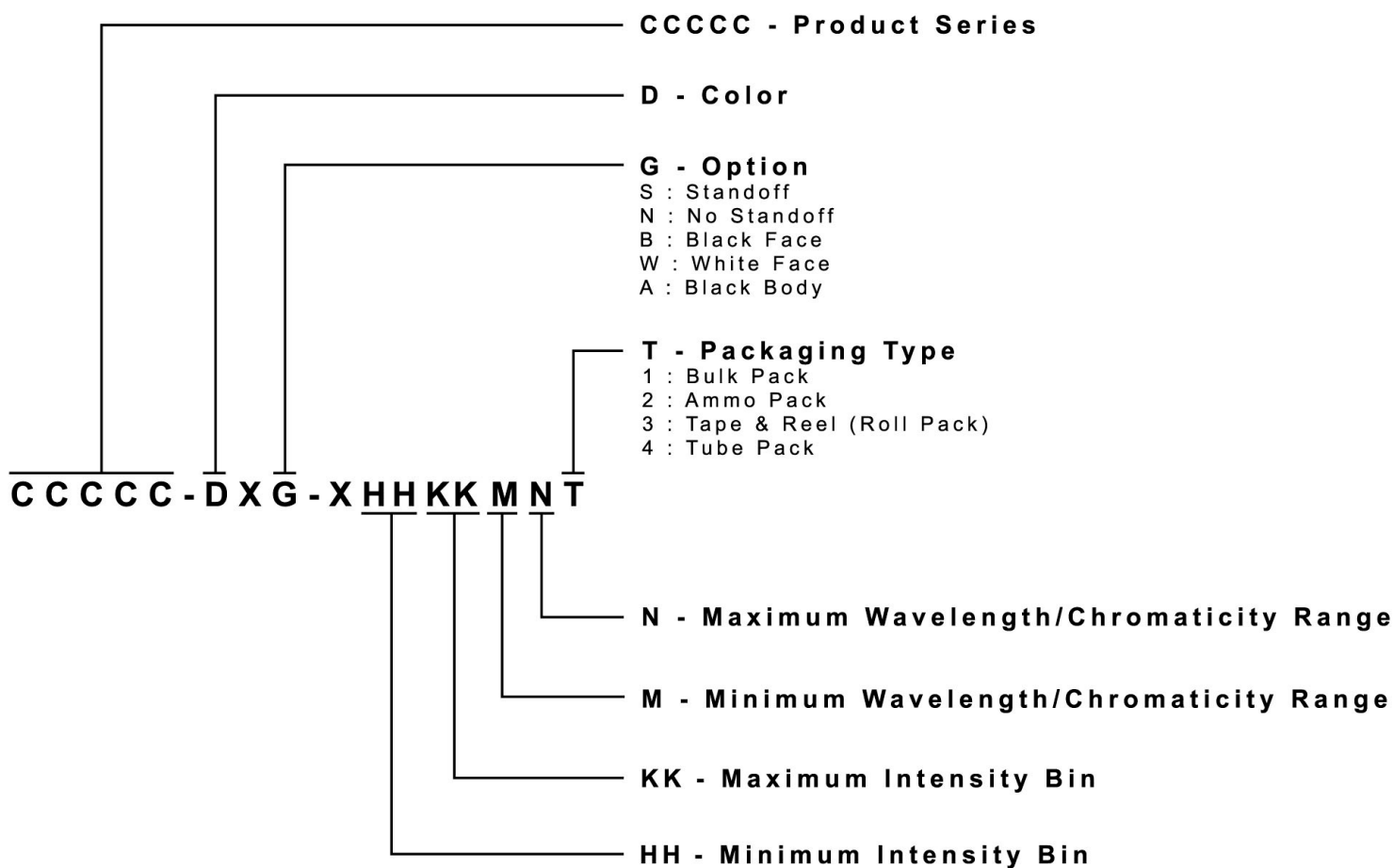
### Vision Advisory Claim

Users should be cautioned not to stare at the light of this LED product. The bright light can damage the eye.

## KIT NUMBER SYSTEM

All dimensions in mm. Cree LED lamps are tested and sorted into performance bins. A bin is specified by ranges of color, forward voltage, and brightness. Sorted LEDs are packaged for shipping in various convenient options. Please refer to the "Cree LED Lamp Packaging Standard" document for more information about shipping and packaging options.

Cree LEDs are sold by order codes in combinations of bins called kits. Order codes are configured in the following manner:

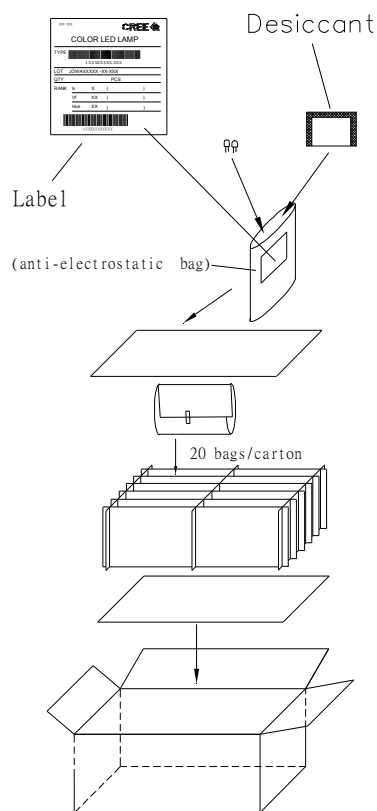


## PACKAGING

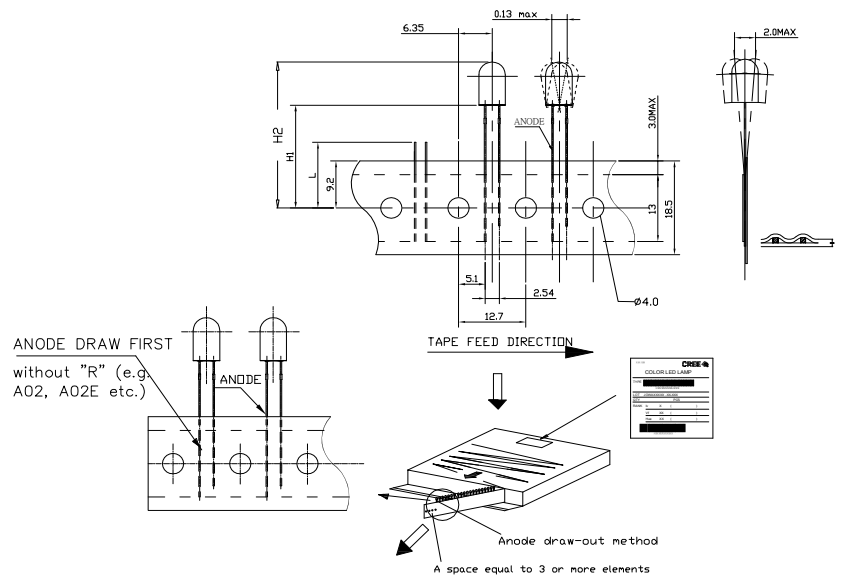
### Features:

- The LEDs are packed in cardboard boxes after packaging in normal or anti-electrostatic bags.
- Cardboard boxes will be used to protect the LEDs from mechanical shock during transportation.
- The boxes are not water resistant, and they must be kept away from water and moisture.
- The Bulk Pack types of packaging.
- Max 500 pcs per bulk and Max 2500 pcs per ammo.

### Bulk Pack Packaging Type:



### Ammo Pack Packaging Type:





# LMV79x 17-MHz, Low-Noise, CMOS Input, 1.8-V Operational Amplifiers With Shutdown

## 1 Features

Typical 5-V Supply, Unless Otherwise Noted

- Input Referred Voltage Noise 5.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Input Bias Current 100 fA
- Unity Gain Bandwidth 17 MHz
- Supply Current per Channel Enable Mode
  - LMV791 1.15 mA
  - LMV792 1.30 mA
- Supply Current per Channel in Shutdown Mode 0.02  $\mu\text{A}$
- Rail-to-Rail Output Swing
  - At 10-k $\Omega$  Load, 25 mV from Rail
  - At 2-k $\Omega$  Load, 45 mV from Rail
- Ensured 2.5-V and 5-V Performance
- Total Harmonic Distortion 0.01% at 1 kHz, 600  $\Omega$
- Temperature Range  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$

## 2 Applications

- Photodiode Amplifiers
- Active Filters and Buffers
- Low-Noise Signal Processing
- Medical Instrumentation
- Sensor Interface Applications

## 3 Description

The LMV791 (single) and the LMV792 (dual) low-noise, CMOS input operational amplifiers offer a low input voltage noise density of 5.8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  while consuming only 1.15 mA (LMV791) of quiescent current. The LMV791 and LMV792 are unity gain stable operational amplifiers and have gain bandwidth of 17 MHz. The LMV79x have a supply voltage range of 1.8 V to 5.5 V and can operate from a single supply. The LMV79x each feature a rail-to-rail output stage capable of driving a 600- $\Omega$  load and sourcing as much as 60 mA of current.

The LMV79x family provides optimal performance in low-voltage and low-noise systems. A CMOS input stage, with typical input bias currents in the range of a few femtoamperes, and an input common-mode voltage range which includes ground, make the LMV791 and the LMV792 ideal for low-power sensor applications. The LMV79x family has a built-in enable feature which can be used to optimize power dissipation in low power applications.

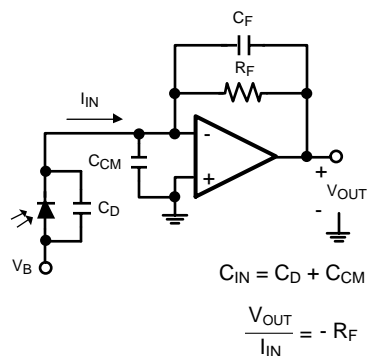
The LMV791x are manufactured using TI's advanced VIP50 process and are offered in a 6-pin SOT and a 10-pin VSSOP package respectively.

### Device Information<sup>(1)</sup>

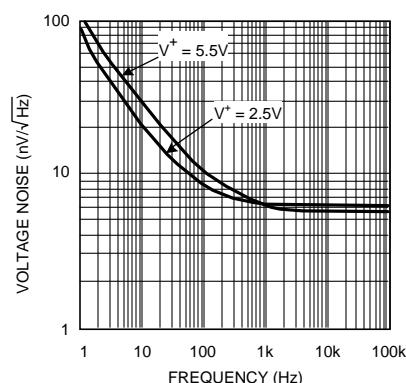
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LMV791	SOT (6)	2.90 mm x 1.60 mm
LMV792	VSSOP (10)	3.00 mm x 3.00 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

### Photodiode Transimpedance Amplifier



### Low-Noise CMOS Input



## Table of Contents

<b>1 Features</b> .....	<b>1</b>	7.4 Device Functional Modes.....	<b>17</b>
<b>2 Applications</b> .....	<b>1</b>	<b>8 Application and Implementation</b> .....	<b>19</b>
<b>3 Description</b> .....	<b>1</b>	8.1 Application Information.....	<b>19</b>
<b>4 Revision History</b> .....	<b>2</b>	8.2 Typical Applications .....	<b>19</b>
<b>5 Pin Configuration and Functions</b> .....	<b>3</b>	<b>9 Power Supply Recommendations</b> .....	<b>24</b>
<b>6 Specifications</b> .....	<b>4</b>	<b>10 Layout</b> .....	<b>24</b>
6.1 Absolute Maximum Ratings .....	4	10.1 Layout Guidelines .....	24
6.2 ESD Ratings.....	4	10.2 Layout Example .....	24
6.3 Recommended Operating Conditions.....	4	<b>11 Device and Documentation Support</b> .....	<b>25</b>
6.4 Thermal Information .....	4	11.1 Device Support .....	25
6.5 2.5-V Electrical Characteristics .....	5	11.2 Documentation Support .....	25
6.6 5-V Electrical Characteristics .....	6	11.3 Related Links .....	25
6.7 Typical Characteristics .....	8	11.4 Community Resources.....	25
<b>7 Detailed Description</b> .....	<b>16</b>	11.5 Trademarks .....	25
7.1 Overview .....	16	11.6 Electrostatic Discharge Caution.....	25
7.2 Functional Block Diagram .....	16	11.7 Glossary .....	26
7.3 Feature Description.....	16	<b>12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information</b> .....	<b>26</b>

## 4 Revision History

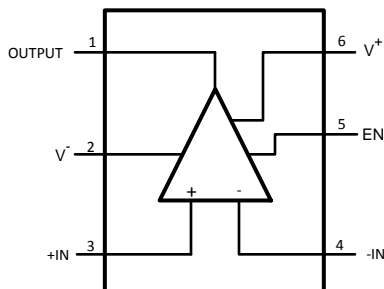
NOTE: Page numbers for previous revisions may differ from page numbers in the current version.

Changes from Revision F (March 2013) to Revision G	Page
• Added <i>Pin Configuration and Functions</i> section, <i>ESD Ratings</i> table, <i>Feature Description</i> section, <i>Device Functional Modes</i> , <i>Application and Implementation</i> section, <i>Power Supply Recommendations</i> section, <i>Layout</i> section, <i>Device and Documentation Support</i> section, and <i>Mechanical, Packaging, and Orderable Information</i> section .....	<b>1</b>
• Updated the format of the Enable and Shutdown Pin Voltage Range in the <a href="#">2.5-V Electrical Characteristics</a> table for clarity .....	<b>5</b>
• Updated the format of the Enable and Shutdown Pin Voltage Range in the <a href="#">5-V Electrical Characteristics</a> table for clarity .	<b>7</b>

Changes from Revision E (March 2013) to Revision F	Page
• Changed layout of National Data Sheet to TI format .....	<b>23</b>

## 5 Pin Configuration and Functions

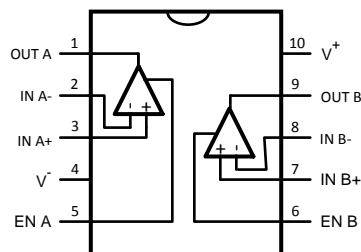
**LMV791 DDC Package  
6-Pin SOT  
Top View**



**Pin Functions—LMV791**

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
EN	5	I	Enable
+IN	3	I	Noninverting Input
–IN	4	I	Inverting Input
Out	1	O	Output
V+	6	P	Positive (highest) Supply Voltage
V–	2	P	Negative (lowest) Supply Voltage

**LMV792 DGS Package  
10-Pin VSSOP  
Top View**



**Pin Functions—LMV792**

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
EN A	5	I	Enable A
EN B	6	I	Enable B
IN A+	3, 7	I	Inverting Input
IN A–	2, 8	I	Noninverting Input
Out	1	O	Output B
Out B	9	O	Output B
V+	10	P	Positive (highest) Supply Voltage
V–	4	P	Negative (lowest) Supply Voltage



## 6 Specifications

### 6.1 Absolute Maximum Ratings

 See <sup>(1)(2)</sup>

		MIN	MAX	UNIT
$V_{IN}$ differential			±0.3	V
Supply voltage ( $V^+ - V^-$ )			6	V
Input/Output pin voltage		$V^+ + 0.3$	$V^- - 0.3$	V
Junction temperature <sup>(3)</sup>			150	°C
Soldering information	Infrared or convection (20 sec)		235	°C
	Wave soldering lead temperature (10 sec)		260	°C
Storage temperature, $T_{stg}$		-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (3) The maximum power dissipation is a function of  $T_{J(MAX)}$ ,  $\theta_{JA}$ . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is  $P_D = (T_{J(MAX)} - T_A)/\theta_{JA}$ . All numbers apply for packages soldered directly onto a PCB.

### 6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$ Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 <sup>(1)(2)</sup>	±2000	V
	Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 <sup>(3)</sup>	±1000	
	Machine model <sup>(4)</sup>	±200	

- (1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
- (2) Human Body Model is 1.5 k $\Omega$  in series with 100 pF.
- (3) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.
- (4) Machine Model is 0  $\Omega$  in series with 200 pF

### 6.3 Recommended Operating Conditions

		MIN	MAX	UNIT
Temperature <sup>(1)</sup>		-40	125	°C
Supply voltage ( $V^+ - V^-$ )	-40°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C	2	5.5	V
	0°C ≤ $T_J$ ≤ 125°C	1.8	5.5	V

- (1) The maximum power dissipation is a function of  $T_{J(MAX)}$ ,  $\theta_{JA}$ . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is  $P_D = (T_{J(MAX)} - T_A)/\theta_{JA}$ . All numbers apply for packages soldered directly onto a PCB.

### 6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC <sup>(1)</sup>		LMV791	LMV792	UNIT
		DDC (SOT-23)	DGS (VSSOP)	
		6 PINS	10 PINS	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance <sup>(2)</sup>	191.8	179.1	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	Junction-to-case (top) thermal resistance	68.1	70.5	°C/W
$R_{\theta JB}$	Junction-to-board thermal resistance	36.9	99.7	°C/W
$\Psi_{JT}$	Junction-to-top characterization parameter	2.2	11.6	°C/W
$\Psi_{JB}$	Junction-to-board characterization parameter	36.5	98.2	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).
- (2) The maximum power dissipation is a function of  $T_{J(MAX)}$ ,  $\theta_{JA}$ . The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is  $P_D = (T_{J(MAX)} - T_A)/\theta_{JA}$ . All numbers apply for packages soldered directly onto a PCB.

## 6.5 2.5-V Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, all limits are ensured for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^+ = 2.5\text{ V}$ ,  $V^- = 0\text{ V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2 = V_O$ ,  $V_{EN} = V^+$ .

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN <sup>(1)</sup>	TYP <sup>(2)</sup>	MAX <sup>(1)</sup>	UNIT
$V_{OS}$	Input offset voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$			0.1	$\pm 1.35$	mV
		$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$				$\pm 1.65$	
TC $V_{OS}$	Input offset voltage temperature drift	LMV791 <sup>(3)</sup>			-1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		LMV792 <sup>(3)</sup>			-1.8		
$I_B$	Input bias current	$V_{CM} = 1\text{ V}^{(4)(5)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.05	1	pA
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 85^\circ\text{C}$			25	
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$			100	
$I_{OS}$	Input offset current	$V_{CM} = 1\text{ V}^{(5)}$			10		fA
CMRR	Common-mode rejection ratio	$0\text{ V} \leq V_{CM} \leq 1.4\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	80	94		dB
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	75			
PSRR	Power supply rejection ratio	$2.0\text{ V} \leq V^+ \leq 5.5\text{ V}$ , $V_{CM} = 0\text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	80	100		dB
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	75			
		$1.8\text{ V} \leq V^+ \leq 5.5\text{ V}$ , $V_{CM} = 0\text{ V}$		80	98		
CMVR	Common-mode voltage range	CMRR $\geq 60\text{ dB}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-0.3		1.5	V
		CMRR $\geq 55\text{ dB}$	$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	-0.3		1.5	
$A_{VOL}$	Open-loop voltage gain	$V_{OUT} = 0.15\text{ V to } 2.2\text{ V}$ , $R_{LOAD} = 2\text{ k}\Omega\text{ to } V^+/2$	LMV791	$T_J = 25^\circ\text{C}$	85	98	dB
				$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	80		
			LMV792	$T_J = 25^\circ\text{C}$	82	92	
				$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	78		
		$V_{OUT} = 0.15\text{ V to } 2.2\text{ V}$ , $R_{LOAD} = 10\text{ k}\Omega\text{ to } V^+/2$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	88	110		
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	84			
$V_{OUT}$	Output voltage swing high	$R_{LOAD} = 2\text{ k}\Omega\text{ to } V^+/2$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		25	75	mV from either rail
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$			82	
		$R_{LOAD} = 10\text{ k}\Omega\text{ to } V^+/2$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		20	65	
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$			71	
	Output voltage swing low	$R_{LOAD} = 2\text{ k}\Omega\text{ to } V^+/2$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		30	75	
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$			78	
		$R_{LOAD} = 10\text{ k}\Omega\text{ to } V^+/2$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		15	65	
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$			67	
$I_{OUT}$	Output current	Sourcing to $V^-$ , $V_{IN} = 200\text{ mV}^{(6)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	35	47		mA
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	28			
		Sinking to $V^+$ , $V_{IN} = -200\text{ mV}^{(6)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	7	15		
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	5			
$I_S$	Supply current per amplifier	Enable mode $V_{EN} \geq 2.1\text{ V}$	LMV791	$T_J = 25^\circ\text{C}$	0.95	1.3	mA
				$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$		1.65	
			LMV792	$T_J = 25^\circ\text{C}$	1.1	1.50	
			per channel	$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$		1.85	
		Shutdown mode, $V_{EN} < 0.4\text{ V}$ per channel	$T_J = 25^\circ\text{C}$	0.02	1		$\mu\text{A}$
			$-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$			5	
SR	Slew rate	$A_V = +1$ , Rising (10% to 90%)			8.5		V/ $\mu\text{s}$
		$A_V = +1$ , Falling (90% to 10%)			10.5		
GBW	Gain bandwidth				14		MHz
$e_n$	Input referred voltage noise density	$f = 1\text{ kHz}$			6.2		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$i_n$	Input referred current noise density	$f = 1\text{ kHz}$			0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$t_{on}$	Turnon time				140		ns
$t_{off}$	Turnoff time				1000		ns
$V_{EN}$	Enable pin voltage range	Enable mode		2.1	2		V
		Shutdown mode			0.5	0.4	

- (1) Limits are 100% production tested at  $25^\circ\text{C}$ . Limits over the operating temperature range are ensured through correlations using the statistical quality control (SQC) method.
- (2) Typical values represent the parametric norm at the time of characterization.
- (3) Offset voltage average drift is determined by dividing the change in  $V_{OS}$  by temperature change.
- (4) Positive current corresponds to current flowing into the device.
- (5) This parameter is specified by design and/or characterization and is not tested in production.
- (6) The short circuit test is a momentary test, the short circuit duration is 1.5 ms.

## LMV791, LMV792

SNOSAG6G – SEPTEMBER 2005 – REVISED OCTOBER 2015

www.ti.com

### 2.5-V Electrical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, all limits are ensured for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^+ = 2.5\text{ V}$ ,  $V^- = 0\text{ V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2 = V_O$ ,  $V_{EN} = V^+$ .

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN <sup>(1)</sup>	TYP <sup>(2)</sup>	MAX <sup>(1)</sup>	UNIT
$I_{EN}$ Enable pin input current	Enable mode $V_{EN} = 2.5\text{ V}^{(4)}$		1.5	3	$\mu\text{A}$
	Shutdown mode $V_{EN} = 0\text{ V}^{(4)}$		0.003	0.1	
THD+N Total harmonic distortion + noise	$f = 1\text{ kHz}$ , $A_V = 1$ , $R_{LOAD} = 600\ \Omega$		0.01%		

### 6.6 5-V Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, all limits are ensured for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^+ = 5\text{ V}$ ,  $V^- = 0\text{ V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2 = V_O$ ,  $V_{EN} = V^+$ .

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN <sup>(1)</sup>	TYP <sup>(2)</sup>	MAX <sup>(1)</sup>	UNIT		
V <sub>OS</sub>	Input offset voltage	T <sub>J</sub> = 25 °C			0.1	±1.35	mV		
		−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C				±1.65			
TC V <sub>OS</sub>	Input offset voltage temperature drift	LMV791 <sup>(3)</sup>			−1		μV/°C		
		LMV792 <sup>(3)</sup>			−1.8				
I <sub>B</sub>	Input bias current	V <sub>CM</sub> = 2 V <sup>(4)</sup> <sup>(5)</sup>	T <sub>J</sub> = 25 °C		0.1	1	pA		
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 85°C			25			
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			100			
I <sub>OS</sub>	Input offset current	V <sub>CM</sub> = 2 V <sup>(5)</sup>			10		fA		
CMRR	Common-mode rejection ratio	0 V ≤ V <sub>CM</sub> ≤ 3.7 V	T <sub>J</sub> = 25 °C		80	100	dB		
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C		75				
PSRR	Power supply rejection ratio	2.0V ≤ V* ≤ 5.5 V, V <sub>CM</sub> = 0 V	T <sub>J</sub> = 25 °C		80	100	dB		
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C		75				
		1.8V ≤ V* ≤ 5.5 V, V <sub>CM</sub> = 0 V			80	98			
CMVR	Common-mode voltage range	CMRR ≥ 60 dB	T <sub>J</sub> = 25 °C		−0.3	4	V		
		CMRR ≥ 55 dB	−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C		−0.3	4			
A <sub>VOL</sub>	Open-loop voltage gain	V <sub>OUT</sub> = 0.3V to 4.7V, R <sub>LOAD</sub> = 2 kΩ to V*/2	LMV791	T <sub>J</sub> = 25 °C		85	97	dB	
				−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C		80			
			LMV792	T <sub>J</sub> = 25 °C		82	89		
				−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C		78			
		V <sub>OUT</sub> = 0.3V to 4.7V, R <sub>LOAD</sub> = 10 kΩ to V*/2		T <sub>J</sub> = 25 °C			88		110
		−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			84				
V <sub>OUT</sub>	Output voltage swing high	R <sub>LOAD</sub> = 2 kΩ to V*/2	T <sub>J</sub> = 25 °C			35	75	mV from either rail	
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C				82		
		R <sub>LOAD</sub> = 10 kΩ to V*/2	T <sub>J</sub> = 25 °C			25	65		
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C				71		
	Output voltage swing low	R <sub>LOAD</sub> = 2 kΩ to V*/2	LMV791	T <sub>J</sub> = 25 °C		42	75		
				−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			78		
		LMV792	T <sub>J</sub> = 25 °C		45	80			
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			83			
	R <sub>LOAD</sub> = 10 kΩ to V*/2		T <sub>J</sub> = 25 °C			20	65		
		−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C				67			
I <sub>OUT</sub>	Output current	Sourcing to V <sup>−</sup> V <sub>IN</sub> = 200 mV <sup>(6)</sup>	T <sub>J</sub> = 25 °C			45	60	mA	
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			37			
		Sinking to V <sup>+</sup> V <sub>IN</sub> = −200 mV <sup>(6)</sup>	T <sub>J</sub> = 25 °C			10	21		
			−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			6			
I <sub>S</sub>	Supply current per amplifier	Enable mode V <sub>EN</sub> ≥ 4.6 V	LMV791	T <sub>J</sub> = 25 °C		1.15	1.4	mA	
				−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			1.75		
			LMV792 per channel	T <sub>J</sub> = 25 °C		1.3	1.7		
				−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C			2.05		
		Shutdown mode (V <sub>EN</sub> ≤ 0.4 V)		T <sub>J</sub> = 25 °C			0.14	1	μA
				−40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ 125°C				5	

- (1) Limits are 100% production tested at  $25^\circ\text{C}$ . Limits over the operating temperature range are ensured through correlations using the statistical quality control (SQC) method.
- (2) Typical values represent the parametric norm at the time of characterization.
- (3) Offset voltage average drift is determined by dividing the change in  $V_{OS}$  by temperature change.
- (4) Positive current corresponds to current flowing into the device.
- (5) This parameter is specified by design and/or characterization and is not tested in production.
- (6) The short circuit test is a momentary test, the short circuit duration is 1.5 ms.

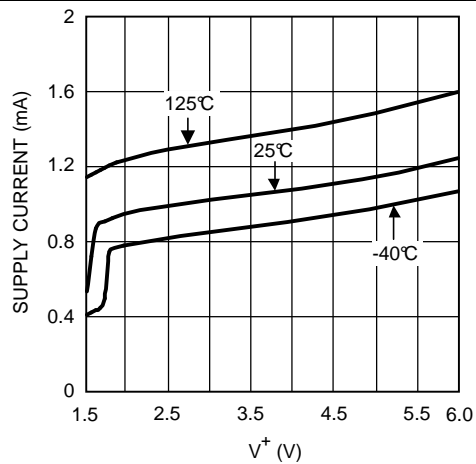
## 5-V Electrical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, all limits are ensured for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^+ = 5\text{ V}$ ,  $V^- = 0\text{ V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2 = V_O$ ,  $V_{EN} = V^+$ .

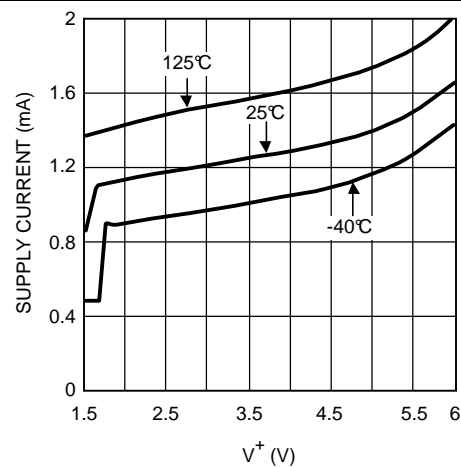
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN <sup>(1)</sup>	TYP <sup>(2)</sup>	MAX <sup>(1)</sup>	UNIT
SR	Slew rate	$A_V = +1$ , Rising (10% to 90%)	6	9.5		V/ $\mu\text{s}$
		$A_V = +1$ , Falling (90% to 10%)	7.5	11.5		
GBW	Gain bandwidth			17		MHz
$e_n$	Input referred voltage noise density	$f = 1\text{ kHz}$		5.8		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$i_n$	Input referred current noise density	$f = 1\text{ kHz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$t_{on}$	Turnon time			110		ns
$t_{off}$	Turnoff time			800		ns
$V_{EN}$	Enable pin voltage range	Enable mode	4.6	4.5		V
		Shutdown mode		0.5	0.4	
$I_{EN}$	Enable pin input current	Enable mode $V_{EN} = 5\text{ V}^{(4)}$		5.6	10	$\mu\text{A}$
		Shutdown mode $V_{EN} = 0\text{ V}^{(4)}$		0.005	0.2	
THD+N	Total harmonic distortion + noise	$f = 1\text{ kHz}$ , $A_V = 1$ , $R_{LOAD} = 600\ \Omega$		0.01%		

## 6.7 Typical Characteristics

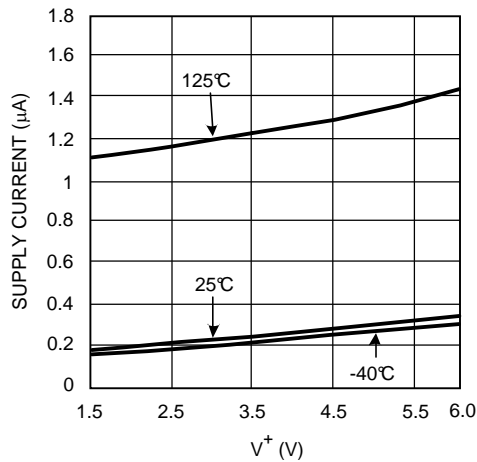
Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .



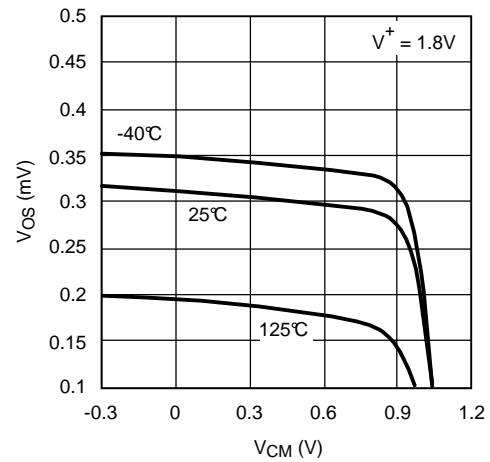
**Figure 1. Supply Current vs Supply Voltage (LMV791)**



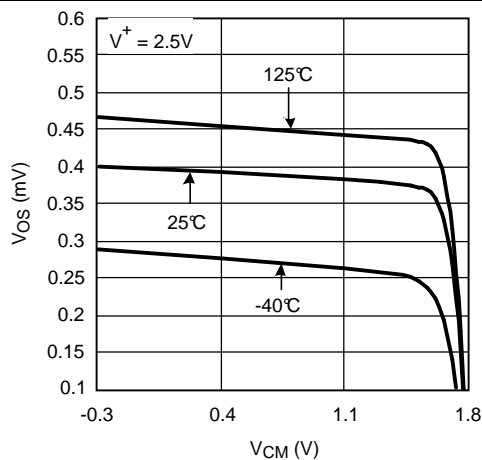
**Figure 2. Supply Current vs Supply Voltage (LMV792)**



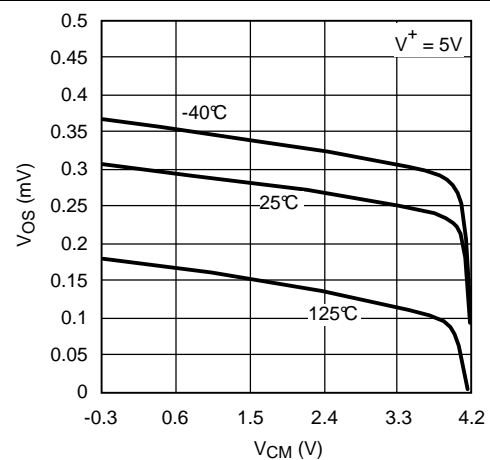
**Figure 3. Supply Current vs Supply Voltage in Shutdown Mode**



**Figure 4.  $V_{OS}$  vs  $V_{CM}$**



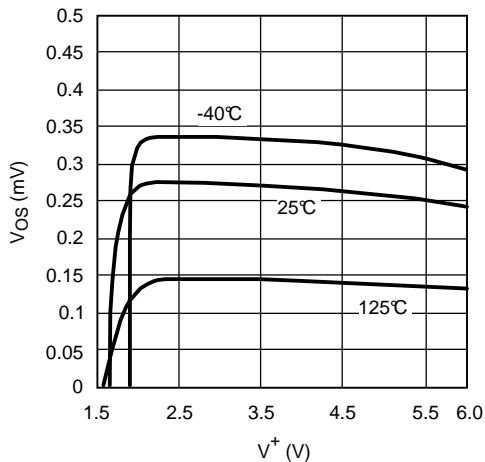
**Figure 5.  $V_{OS}$  vs  $V_{CM}$**



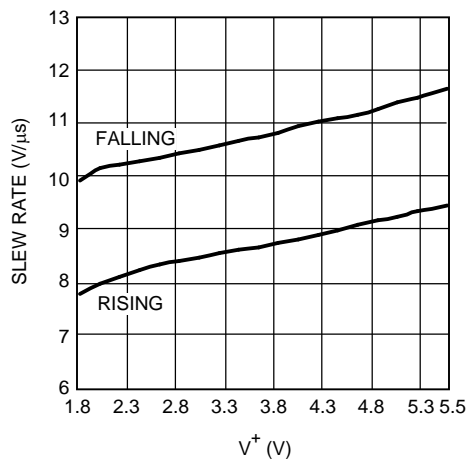
**Figure 6.  $V_{OS}$  vs  $V_{CM}$**

## Typical Characteristics (continued)

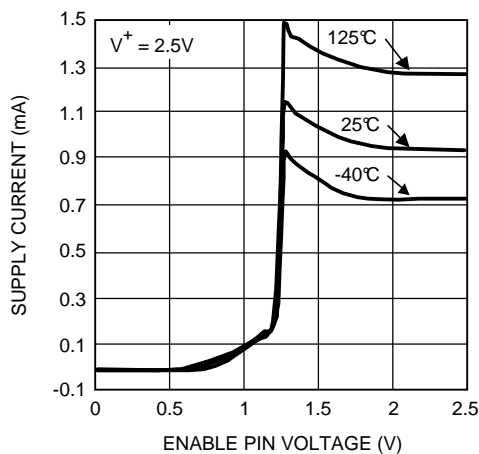
Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .



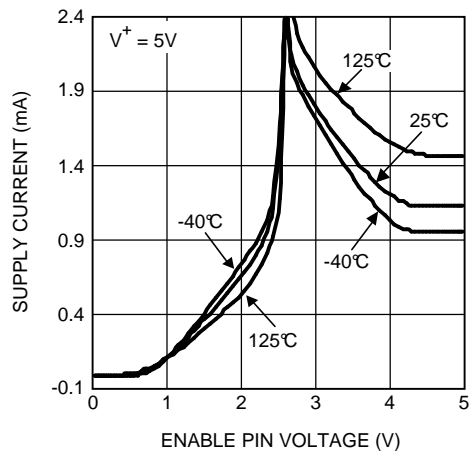
**Figure 7.  $V_{OS}$  vs Supply Voltage**



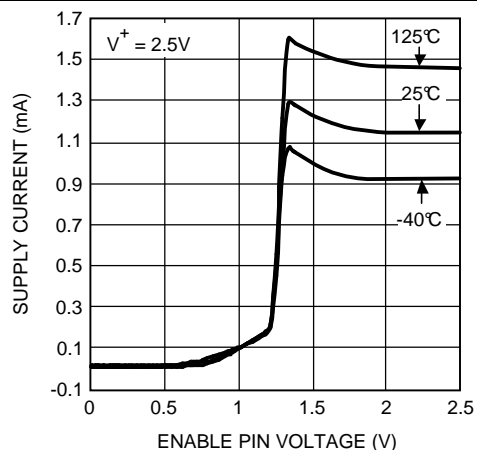
**Figure 8. Slew Rate vs Supply Voltage**



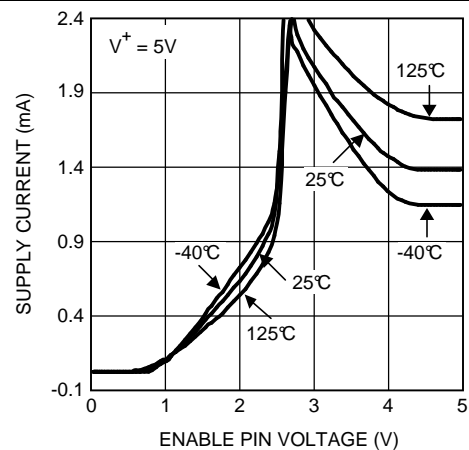
**Figure 9. Supply Current vs Enable Pin Voltage (LMV791)**



**Figure 10. Supply Current vs Enable Pin Voltage (LMV791)**



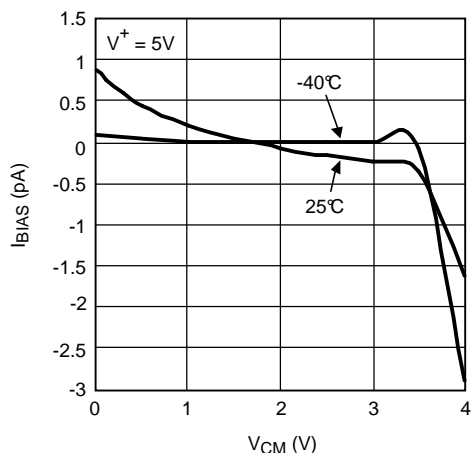
**Figure 11. Supply Current vs Enable Pin Voltage (LMV792)**



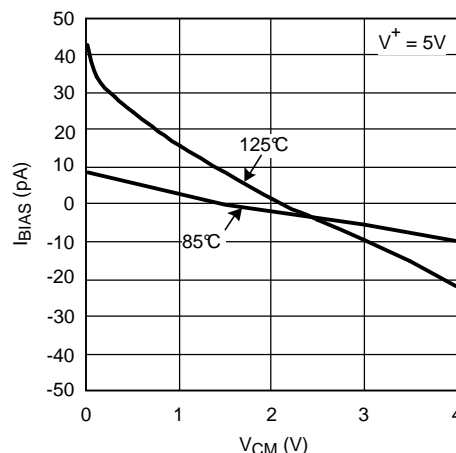
**Figure 12. Supply Current vs Enable Pin Voltage (LMV792)**

## Typical Characteristics (continued)

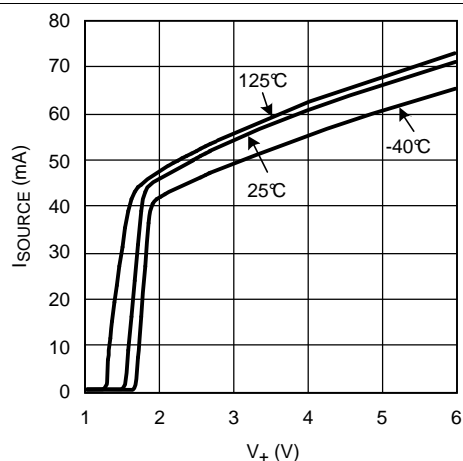
Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .



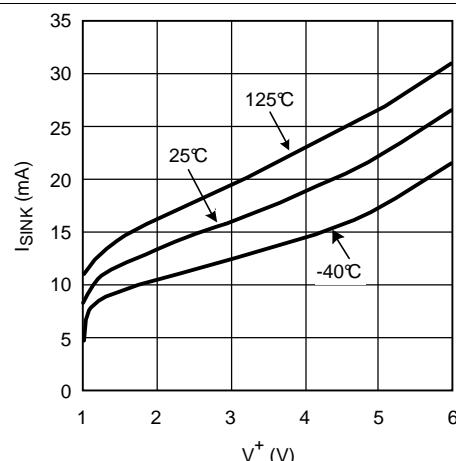
**Figure 13. Input Bias Current vs  $V_{CM}$**



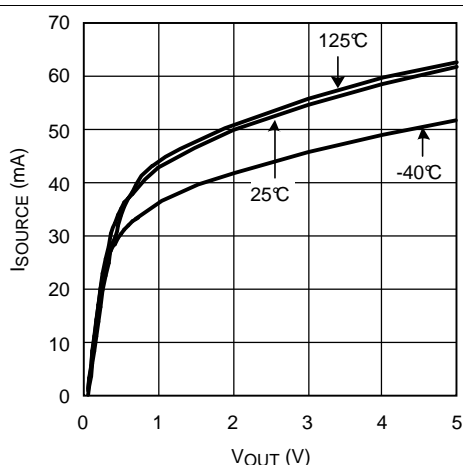
**Figure 14. Input Bias Current vs  $V_{CM}$**



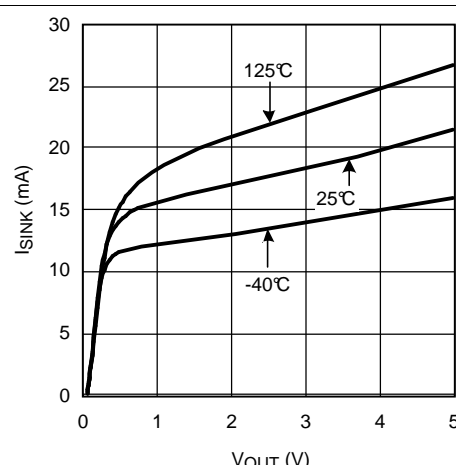
**Figure 15. Sourcing Current vs Supply Voltage**



**Figure 16. Sinking Current vs Supply Voltage**



**Figure 17. Sourcing Current vs Output Voltage**



**Figure 18. Sinking Current vs Output Voltage**

## Typical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .

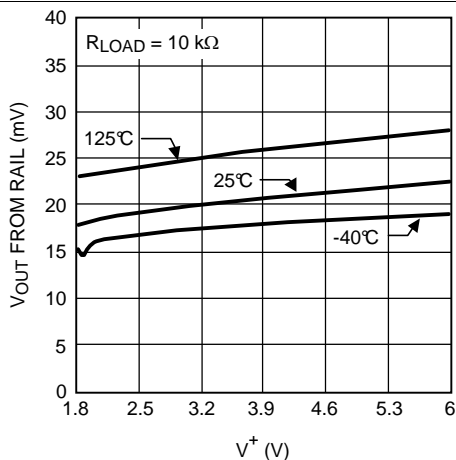


Figure 19. Positive Output Swing vs Supply Voltage

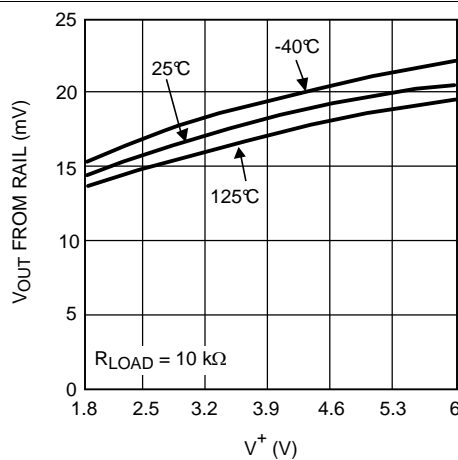


Figure 20. Negative Output Swing vs Supply Voltage

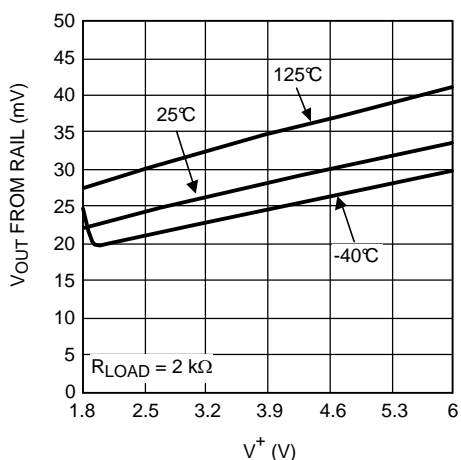


Figure 21. Positive Output Swing vs Supply Voltage

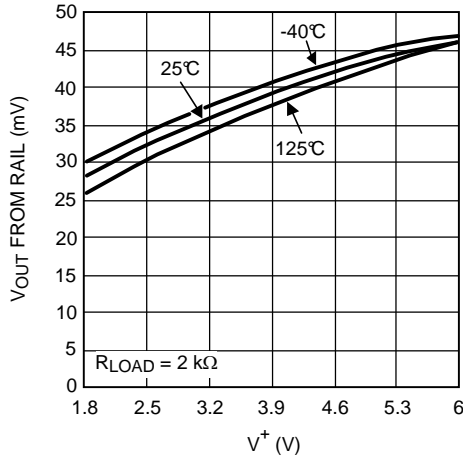


Figure 22. Negative Output Swing vs Supply Voltage

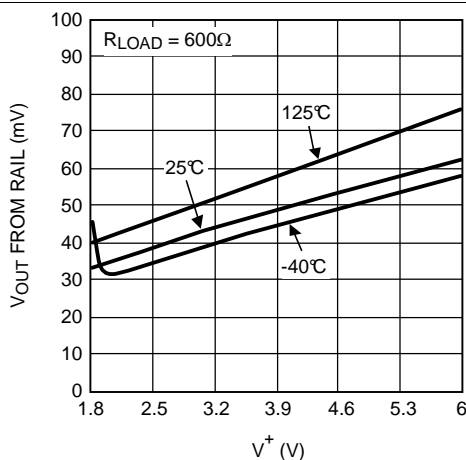


Figure 23. Positive Output Swing vs Supply Voltage

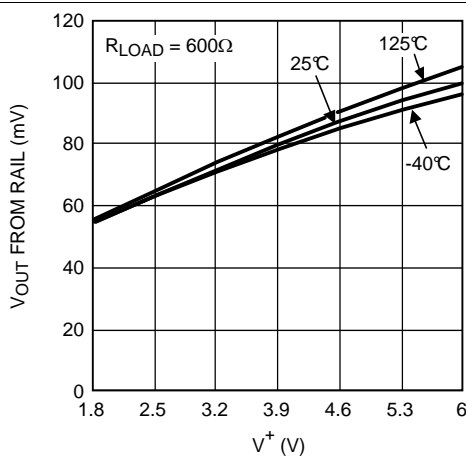
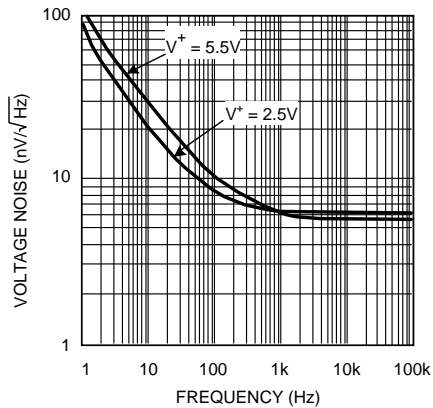


Figure 24. Negative Output Swing vs Supply Voltage

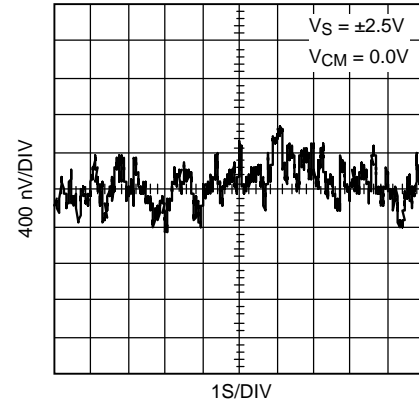


## Typical Characteristics (continued)

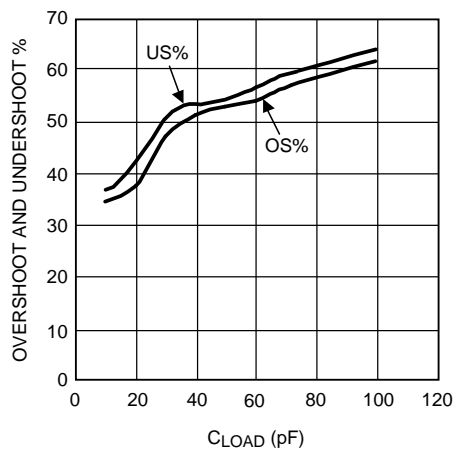
Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .



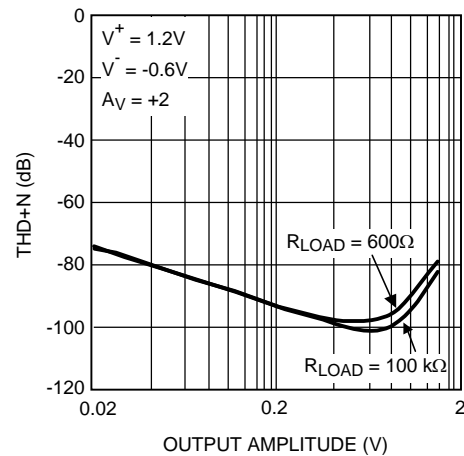
**Figure 25. Input Referred Voltage Noise vs Frequency**



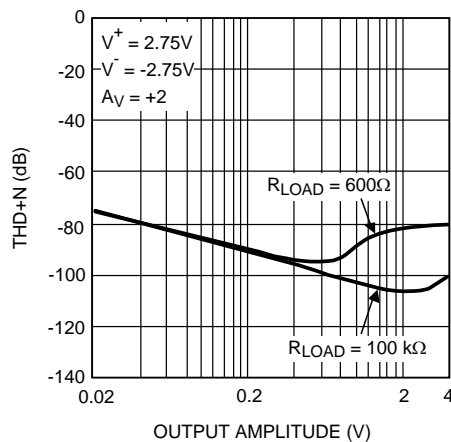
**Figure 26. Time Domain Voltage Noise**



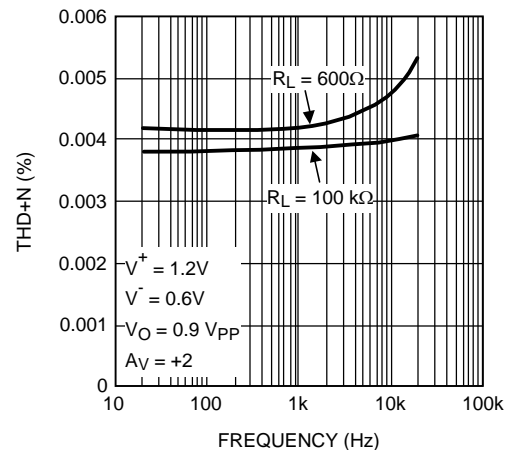
**Figure 27. Overshoot and Undershoot vs  $C_{LOAD}$**



**Figure 28. THD+N vs Peak-to-Pek Output Voltage ( $V_{OUT}$ )**



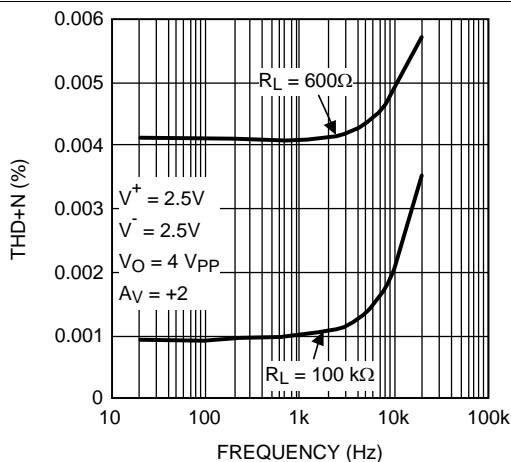
**Figure 29. THD+N vs Peak-to-Pek Output Voltage ( $V_{OUT}$ )**



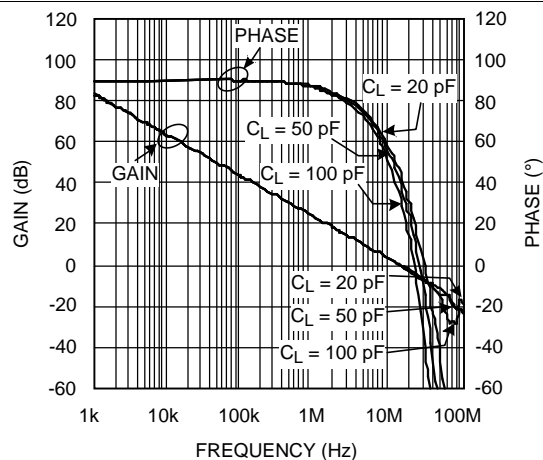
**Figure 30. THD+N vs Frequency**

## Typical Characteristics (continued)

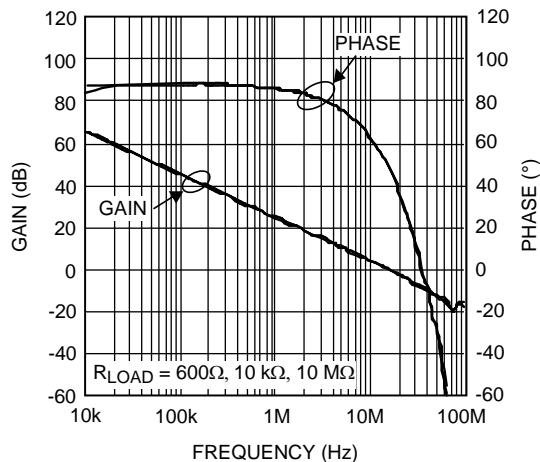
Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .



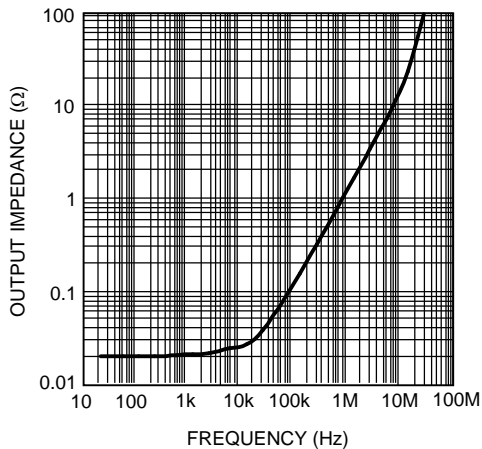
**Figure 31. THD+N vs Frequency**



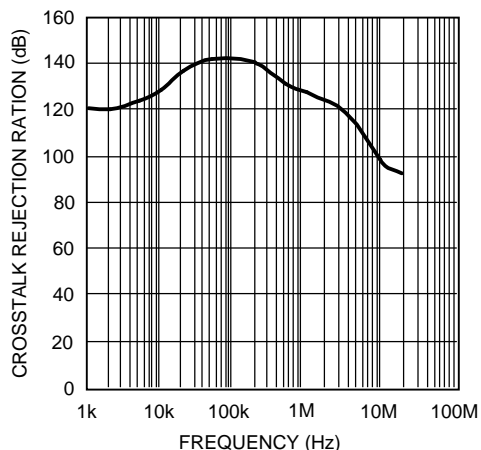
**Figure 32. Open-Loop Gain and Phase With Capacitive Load**



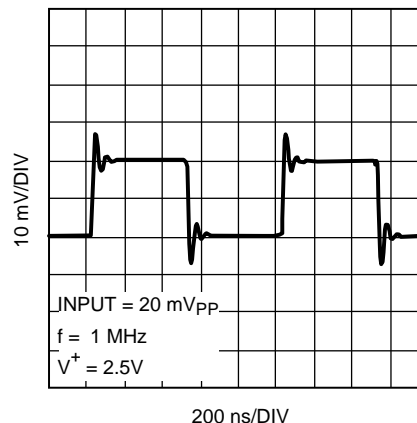
**Figure 33. Open-Loop Gain and Phase With Resistive Load**



**Figure 34. Closed-Loop Output Impedance vs Frequency**



**Figure 35. Crosstalk Rejection**

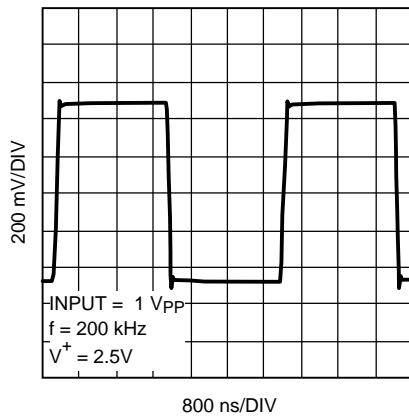
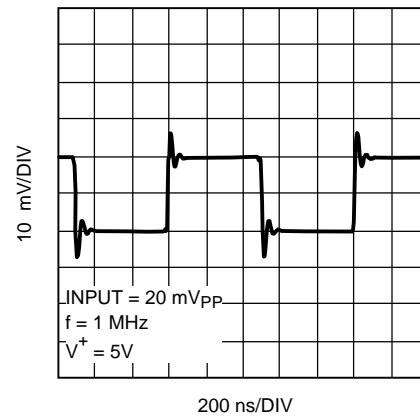
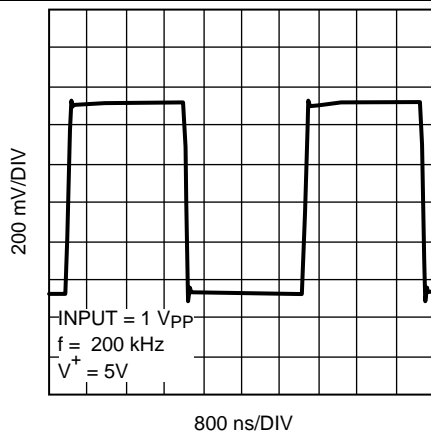
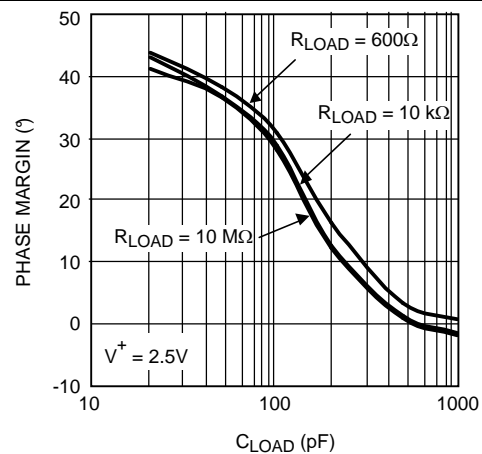
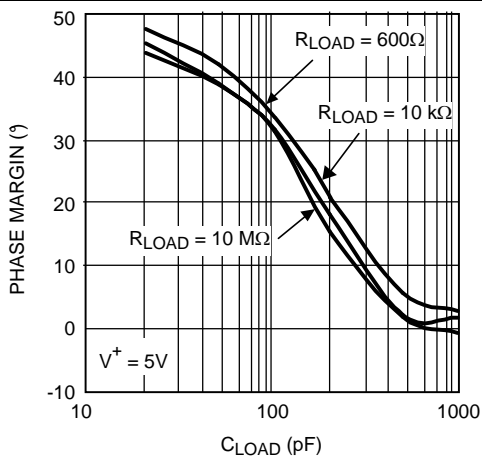
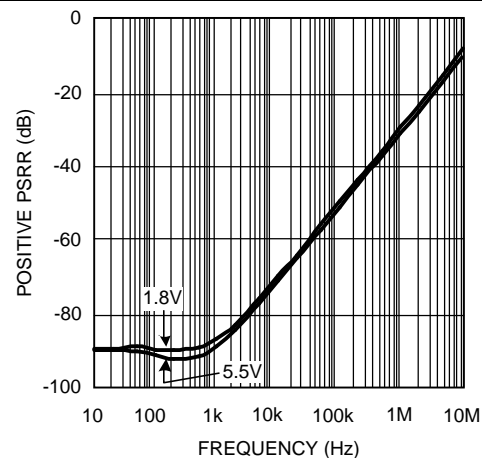


$A_V = +1$

**Figure 36. Small Signal Transient Response**

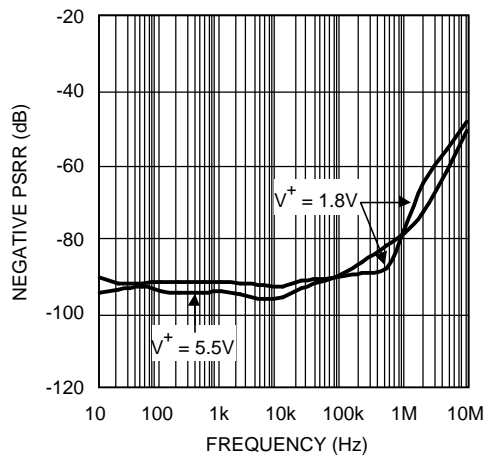
## Typical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .

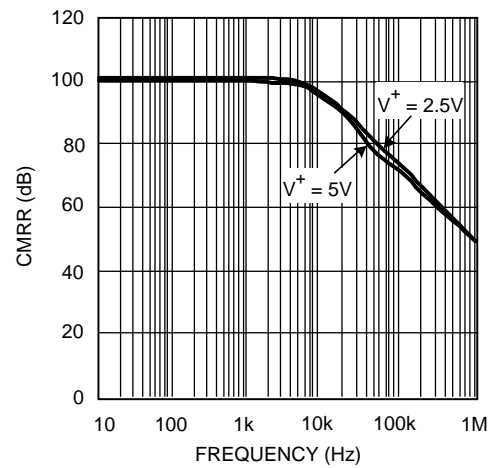

 $A_V = +1$ 
**Figure 37. Large Signal Transient Response**

 $A_V = +1$ 
**Figure 38. Small Signal Transient Response**

 $A_V = +1$ 
**Figure 39. Large Signal Transient Response**

**Figure 40. Phase Margin vs Capacitive Load (Stability)**

**Figure 41. Phase Margin vs Capacitive Load (Stability)**

**Figure 42. Positive PSRR vs Frequency**

## Typical Characteristics (continued)

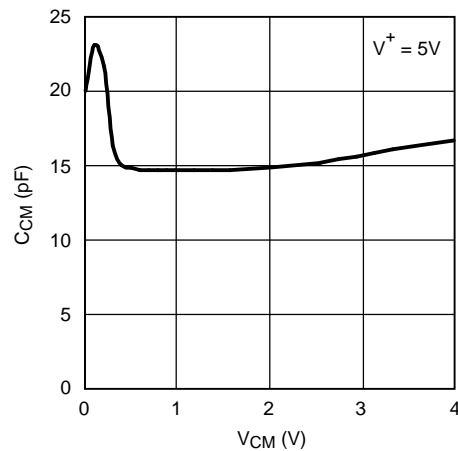
Unless otherwise specified,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^- = 0$ ,  $V^+ = \text{Supply Voltage} = 5\text{V}$ ,  $V_{CM} = V^+/2$ ,  $V_{EN} = V^+$ .



**Figure 43. Negative PSRR vs Frequency**



**Figure 44. CMRR vs Frequency**



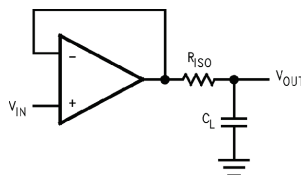
**Figure 45. Input Common-Mode Capacitance vs  $V_{CM}$**

## 7 Detailed Description

### 7.1 Overview

The LMV79x family provides optimal performance in low-voltage and low-noise systems. A low-noise CMOS input stage, with typical input bias currents in the range of a few femtoamperes, and an input common-mode voltage range which includes ground make the LMV791 and the LMV792 ideal for low-power sensor applications

### 7.2 Functional Block Diagram



### 7.3 Feature Description

#### 7.3.1 Wide Bandwidth at Low Supply Current

The LMV791 and LMV792 are high performance operational amplifiers that provide a unity gain bandwidth of 17 MHz while drawing a low supply current of 1.15 mA. This makes them ideal for providing wideband amplification in portable applications. The shutdown feature can also be used to design more power efficient systems that offer wide bandwidth and high performance while consuming less average power.

#### 7.3.2 Low Input Referred Noise and Low Input Bias Current

The LMV79x have a very low input referred voltage noise density ( $5.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  at 1 kHz). A CMOS input stage ensures a small input bias current (100 fA) and low input referred current noise ( $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ). This is very helpful in maintaining signal fidelity, and makes the LMV791 and LMV792 ideal for audio and sensor-based applications.

#### 7.3.3 Low Supply Voltage

The LMV791 and the LMV792 have performance ensured at 2.5-V and 5-V supply. The LMV791 family is ensured to be operational at all supply voltages between 2 V and 5.5 V, for ambient temperatures ranging from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ , thus using the entire battery lifetime. The LMV791 and LMV792 are also ensured to be operational at 1.8-V supply voltage, for temperatures between  $0^{\circ}\text{C}$  and  $125^{\circ}\text{C}$ . This makes the LMV791 family ideal for usage in low-voltage commercial applications.

#### 7.3.4 Rail-to-Rail Output and Ground Sensing

Rail-to-rail output swing provides maximum possible dynamic range at the output. This is particularly important when operating at low supply voltages. An innovative positive feedback scheme is used to boost the current drive capability of the output stage. This allows the LMV791 and the LMV792 to source more than 40 mA of current at 1.8-V supply. This also limits the performance of the LMV791 family as comparators, and hence the usage of the LMV791 and the LMV792 in an open-loop configuration is not recommended. The input common-mode range includes the negative supply rail which allows direct sensing at ground in single supply operation.

#### 7.3.5 Shutdown Feature

The LMV791 family is ideal for battery-powered systems. With a low supply current of 1.15 mA and a shutdown current of 140 nA typically, the LMV791 and LMV792 allow the designer to maximize battery life. The enable pin of the LMV791 and the LMV792 allows the operational amplifier to be turned off and reduce its supply current to less than  $1 \mu\text{A}$ . To power on the operational amplifier the enable pin should be higher than  $V^{+} - 0.5 \text{ V}$ , where  $V^{+}$  is the positive supply. To disable the operational amplifier, the enable pin voltage should be less than  $V^{-} + 0.5 \text{ V}$ , where  $V^{-}$  is the negative supply.

## Feature Description (continued)

### 7.3.6 Small Size

The small footprint of the LMV791 and the LMV792 package saves space on printed-circuit-boards, and enables the design of smaller electronic products, such as mobile phones, tablets, or other portable systems. Long traces between the signal source and the operational amplifier make the signal path susceptible to noise. By using a physically smaller LMV791 and LMV792 package, the operational amplifier can be placed closer to the signal source, reducing noise pick-up and increasing signal integrity.

## 7.4 Device Functional Modes

### 7.4.1 Capacitive Load Tolerance

The LMV791 and LMV792 can directly drive up to 120 pF in unity gain without oscillation. The unity gain follower is the most sensitive configuration to capacitive loading. Direct capacitive loading reduces the phase margin of amplifiers. The combination of the output impedance of the amplifier and the capacitive load induces phase lag. This results in either an underdamped pulse response or oscillation. To drive a heavier capacitive load, the circuit in Figure 46 can be used.

In Figure 46, the isolation resistor  $R_{ISO}$  and the load capacitor  $C_L$  form a pole to increase stability by adding more phase margin to the overall system. The desired performance depends on the value of  $R_{ISO}$ . The bigger the  $R_{ISO}$  resistor value, the more stable  $V_{OUT}$  will be. Increased  $R_{ISO}$  would, however, result in a reduced output swing and short circuit current.

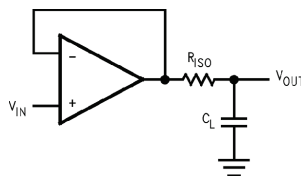


Figure 46. Isolation of  $C_L$  to Improve Stability

### 7.4.2 Input Capacitance and Feedback Circuit Elements

The LMV791 family has a very low input bias current (100 fA) and a low  $1/f$  noise corner frequency (400 Hz), which makes it ideal for sensor applications. However, to obtain this performance a large CMOS input stage is used, which adds to the input capacitance of the operational amplifier,  $C_{IN}$ . Though this does not affect the DC and low frequency performance, at higher frequencies the input capacitance interacts with the input and the feedback impedances to create a pole, which results in lower phase margin and gain peaking. This can be controlled by being selective in the use of feedback resistors, as well as by using a feedback capacitance,  $C_F$ . For example, in the inverting amplifier shown in Figure 47, if  $C_{IN}$  and  $C_F$  are ignored and the open-loop gain of the operational amplifier is considered infinite then the gain of the circuit is  $-R_2/R_1$ . An operational amplifier, however, usually has a dominant pole, which causes its gain to drop with frequency. Hence, this gain is only valid for DC and low frequency. To understand the effect of the input capacitance coupled with the non-ideal gain of the operational amplifier, the circuit needs to be analyzed in the frequency domain using a Laplace transform.

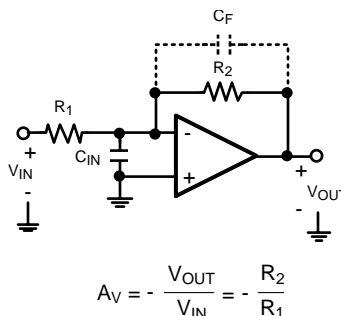


Figure 47. Inverting Amplifier

## Device Functional Modes (continued)

For simplicity, the operational amplifier is modeled as an ideal integrator with a unity gain frequency of  $A_0$ . Hence, its transfer function (or gain) in the frequency domain is  $A_0/s$ . Solving the circuit equations in the frequency domain, ignoring  $C_F$  for the moment, results in an expression for the gain shown in Equation 1.

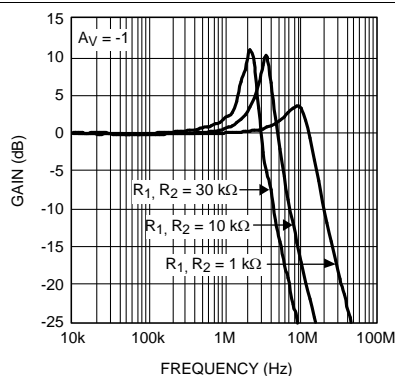
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}(s) = \frac{-R_2/R_1}{\left[1 + \frac{s}{\left(\frac{A_0 R_1}{R_1 + R_2}\right)} + \frac{s^2}{\left(\frac{A_0}{C_{IN} R_2}\right)}\right]} \quad (1)$$

It can be inferred from the denominator of the transfer function that it has two poles, whose expressions can be obtained by solving for the roots of the denominator and are shown in Equation 2.

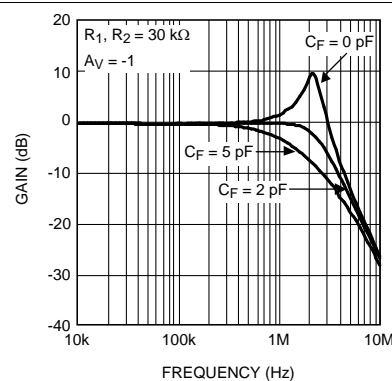
$$P_{1,2} = \frac{-1}{2C_{IN}} \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)^2 - \frac{4 A_0 C_{IN}}{R_2}} \right] \quad (2)$$

Equation 2 shows that as the values of  $R_1$  and  $R_2$  are increased, the magnitude of the poles, and hence the bandwidth of the amplifier, is reduced. This theory is verified by using different values of  $R_1$  and  $R_2$  in the circuit shown in Figure 46 and by comparing their frequency responses. In Figure 48 the frequency responses for three different values of  $R_1$  and  $R_2$  are shown. When both  $R_1$  and  $R_2$  are 1 k $\Omega$ , the response is flattest and widest; whereas, it narrows and peaks significantly when both their values are changed to 10 k $\Omega$  or 30 k $\Omega$ . So it is advisable to use lower values of  $R_1$  and  $R_2$  to obtain a wider and flatter response. Lower resistances also help in high-sensitivity circuits because they add less noise.

A way of reducing the gain peaking is by adding a feedback capacitance  $C_F$  in parallel with  $R_2$ . This introduces another pole in the system and prevents the formation of pairs of complex conjugate poles which cause the gain to peak. Figure 49 shows the effect of  $C_F$  on the frequency response of the circuit. Adding a capacitance of 2 pF removes the peak, while a capacitance of 5 pF creates a much lower pole and reduces the bandwidth excessively.



**Figure 48. Gain Peaking Caused by Large  $R_1$ ,  $R_2$**



**Figure 49. Gain Peaking Eliminated by  $C_F$**

## 8 Application and Implementation

### NOTE

Information in the following applications sections is not part of the TI component specification, and TI does not warrant its accuracy or completeness. TI's customers are responsible for determining suitability of components for their purposes. Customers should validate and test their design implementation to confirm system functionality.

### 8.1 Application Information

The LMV791 and LMV792 family of amplifiers is specified for operation from 1.8 V to 5.5 V. Parameters that can exhibit significant variance with regard to operating voltage or temperature are presented in the [Typical Characteristics](#) section.

### 8.2 Typical Applications

These application examples highlight a few of the circuits where the LMV791 and LMV792 may be used.

#### 8.2.1 Transimpedance Amplifier

CMOS input operational amplifiers are often used in transimpedance applications as they have an extremely high input impedance. A transimpedance amplifier converts a small input current into a voltage. This current is usually generated by a photodiode. The transimpedance gain, measured as the ratio of the output voltage to the input current, is expected to be large and wide-band. Because the circuit deals with currents in the range of a few nA, low-noise performance is essential. The LMV79x are CMOS input operational amplifiers providing wide bandwidth and low noise performance, and are hence ideal for transimpedance applications.

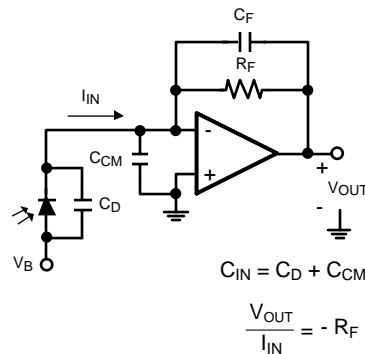


Figure 50. Photodiode Transimpedance Amplifier

##### 8.2.1.1 Design Requirements

Usually, a transimpedance amplifier is designed on the basis of the current source driving the input. A photodiode is a very common capacitive current source, which requires transimpedance gain for transforming its miniscule current into easily-detectable voltages. The photodiode and gain of the amplifier are selected with respect to the speed and accuracy required of the circuit. A faster circuit would require a photodiode with lesser capacitance and a faster amplifier. A more sensitive circuit would require a sensitive photodiode and a high gain. A typical transimpedance amplifier is shown in [Figure 50](#). The output voltage of the amplifier is given by the equation  $V_{OUT} = -I_{IN}R_F$ . Because the output swing of the amplifier is limited,  $R_F$  should be selected such that all possible values of  $I_{IN}$  can be detected.



## Typical Applications (continued)

### 8.2.1.2 Detailed Design Procedure

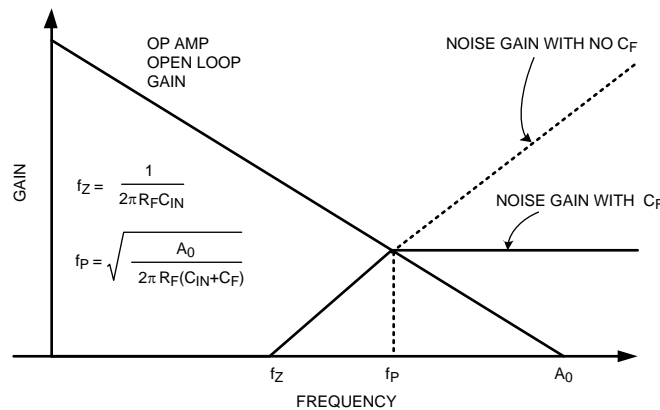
The LMV79x have a large gain-bandwidth product (17 MHz), which enables high gains at wide bandwidths. A rail-to-rail output swing at 5.5-V supply allows detection and amplification of a wide range of input currents. A CMOS input stage with negligible input current noise and low input voltage noise allows the LMV79x to provide high-fidelity amplification for wide bandwidths. These properties make the LMV79x ideal for systems requiring wide-band transimpedance amplification.

As mentioned earlier, the following parameters are used to design a transimpedance amplifier: the amplifier gain-bandwidth product,  $A_0$ ; the amplifier input capacitance,  $C_{CM}$ ; the photodiode capacitance,  $C_D$ ; the transimpedance gain required,  $R_F$ ; and the amplifier output swing. Once a feasible  $R_F$  is selected using the amplifier output swing, these numbers can be used to design an amplifier with the desired transimpedance gain and a maximally flat frequency response.

An essential component for obtaining a maximally flat response is the feedback capacitor,  $C_F$ . The capacitance seen at the input of the amplifier,  $C_{IN}$ , combined with the feedback capacitor,  $R_F$ , generate a phase lag which causes gain-peaking and can destabilize the circuit.  $C_{IN}$  is usually just the sum of  $C_D$  and  $C_{CM}$ . The feedback capacitor  $C_F$  creates a pole,  $f_p$  in the noise gain of the circuit, which neutralizes the zero in the noise gain,  $f_z$ , created by the combination of  $R_F$  and  $C_{IN}$ . If properly positioned, the noise gain pole created by  $C_F$  can ensure that the slope of the gain remains at 20 dB/decade till the unity gain frequency of the amplifier is reached, thus ensuring stability. As shown in [Figure 51](#),  $f_p$  is positioned such that it coincides with the point where the noise gain intersects the open-loop gain of the operational amplifier. In this case,  $f_p$  is also the overall 3-dB frequency of the transimpedance amplifier. The value of  $C_F$  needed to make it so is given by [Equation 3](#). A larger value of  $C_F$  causes excessive reduction of bandwidth, while a smaller value fails to prevent gain peaking and instability.

$$C_F = \frac{1 + \sqrt{1 + 4\pi R_F C_{IN} A_0}}{2\pi R_F A_0}$$

(3)

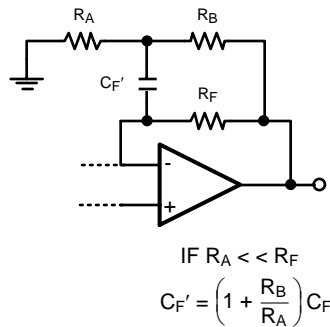


**Figure 51.  $C_F$  Selection for Stability**

Calculating  $C_F$  from [Equation 3](#) can sometimes return unreasonably small values ( $<1$  pF), especially for high-speed applications. In these cases, it's often more practical to use the circuit shown in [Figure 52](#) in order to allow more reasonable values. In this circuit, the capacitance  $C_F'$  is  $(1 + R_B/R_A)$  times the effective feedback capacitance,  $C_F$ . A larger capacitor can now be used in this circuit to obtain a smaller effective capacitance.

For example, if a  $C_F$  of 0.5 pF is needed, while only a 5-pF capacitor is available,  $R_B$  and  $R_A$  can be selected such that  $R_B/R_A = 9$ . This would convert a  $C_F'$  of 5 pF into a  $C_F$  of 0.5 pF. This relationship holds as long as  $R_A < R_F$ .

## Typical Applications (continued)



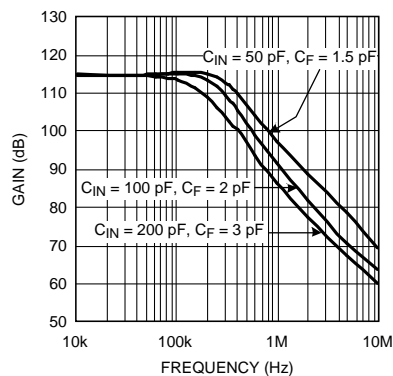
**Figure 52. Obtaining Small  $C_F$  from large  $C_F'$**

### 8.2.2 Application Curves

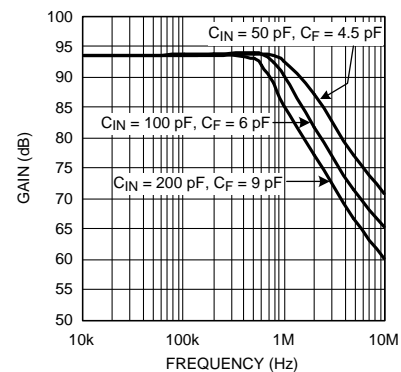
The LMV791 was used to design a number of amplifiers with varying transimpedance gains and source capacitances. The gains, bandwidths and feedback capacitances of the circuits created are summarized in [Table 1](#). The frequency responses are presented in [Figure 53](#) and [Figure 54](#). The feedback capacitances are slightly different from the formula in [Equation 3](#), because the parasitic capacitance of the board and the feedback resistor  $R_F$  had to be accounted for.

**Table 1. Frequency Response Results**

Transimpedance, $A_{TI}$	$C_{IN}$	$C_F$	3-dB Frequency
470000	50 pF	1.5 pF	350 kHz
470000	100 pF	2.0 pF	250 kHz
470000	200 pF	3.0 pF	150 kHz
47000	50 pF	4.5 pF	1.5 MHz
47000	100 pF	6.0 pF	1 MHz
47000	200 pF	9.0 pF	700 kHz



**Figure 53. Frequency Response for  $A_{TI} = 470000$**

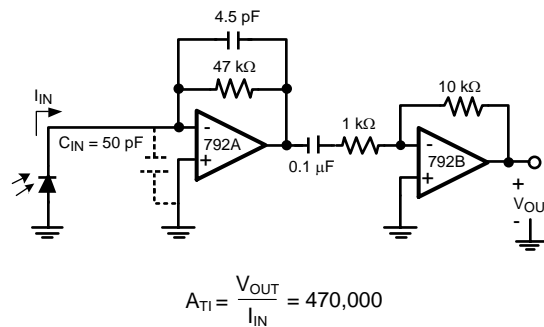


**Figure 54. Frequency Response for  $A_{TI} = 47000$**

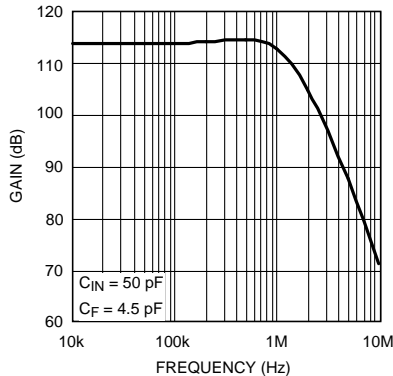
### 8.2.3 High-Gain, Wideband Transimpedance Amplifier Using the LMV792

The LMV792, dual, low-noise, wide-bandwidth, CMOS input operational amplifier IC can be used for compact, robust and integrated solutions for sensing and amplifying wide-band signals obtained from sensitive photodiodes. One of the two operational amplifiers available can be used to obtain transimpedance gain while the other can be used for amplifying the output voltage to further enhance the transimpedance gain. The wide bandwidth of the operational amplifiers (17 MHz) ensures that they are capable of providing high gain for a wide range of frequencies. The low input referred noise (5.8 nV/√Hz) allows the amplifier to deliver an output with a high SNR (signal to noise ratio). The small VSSOP-10 footprint saves space on printed-circuit-boards and allows ease of design in portable products.

The circuit shown in [Figure 55](#), has the first operational amplifier acting as a transimpedance amplifier with a gain of 47000, while the second stage provides a voltage gain of 10. This provides a total transimpedance gain of 470000 with a –3-dB bandwidth of about 1.5 MHz, for a total input capacitance of 50 pF. The frequency response for the circuit is shown in [Figure 56](#)



**Figure 55. 1.5-MHz Transimpedance Amplifier, With  $A_{TI} = 470000$**



**Figure 56. 1.5-MHz Transimpedance Amplifier Frequency Response**

### 8.2.4 Audio Preamplifier With Bandpass Filtering

With low input referred voltage noise, low supply voltage and low supply current, and a low harmonic distortion, the LMV791 family is ideal for audio applications. Its wide unity gain bandwidth allows it to provide large gain for a wide range of frequencies and it can be used to design a preamplifier to drive a load of as low as 600 Ω with less than 0.01% distortion. Two amplifier circuits are shown in [Figure 57](#) and [Figure 58](#). [Figure 57](#) is an inverting amplifier, with a 10-kΩ feedback resistor,  $R_2$ , and a 1-kΩ input resistor,  $R_1$ , and hence provides a gain of –10. [Figure 58](#) is a noninverting amplifier, using the same values of  $R_1$  and  $R_2$ , and provides a gain of 11. In either of these circuits, the coupling capacitor  $C_{C1}$  decides the lower frequency at which the circuit starts providing gain, while the feedback capacitor  $C_F$  decides the frequency at which the gain starts dropping off. [Figure 59](#) shows the frequency response of the inverting amplifier with different values of  $C_F$ .

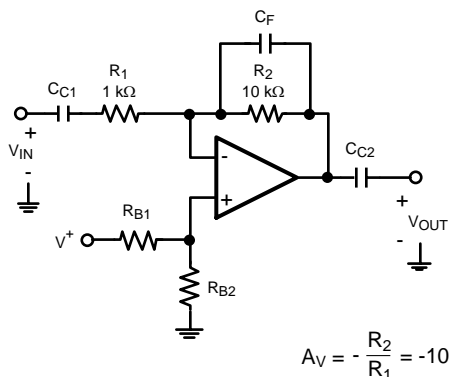


Figure 57. Inverting Audio Preamplifier

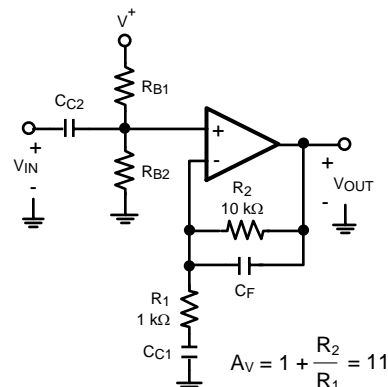


Figure 58. Noninverting Audio Preamplifier

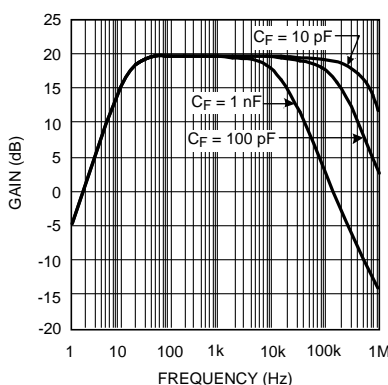


Figure 59. Frequency Response of the Inverting Audio Preamplifier

### 8.2.5 Sensor Interfaces

The low input bias current and low input referred noise of the LMV791 and LMV792 make them ideal for sensor interfaces. These circuits are required to sense voltages of the order of a few  $\mu\text{V}$ , and currents amounting to less than a nA, and hence the operational amplifier needs to have low voltage noise and low input bias current. Typical applications include infrared (IR) thermometry, thermocouple amplifiers and pH electrode buffers. Figure 60 is an example of a typical circuit used for measuring IR radiation intensity, often used for estimating the temperature of an object from a distance. The IR sensor generates a voltage proportional to  $I$ , which is the intensity of the IR radiation falling on it. As shown in Figure 60,  $K$  is the constant of proportionality relating the voltage across the IR sensor ( $V_{IN}$ ) to the radiation intensity,  $I$ . The resistances  $R_A$  and  $R_B$  are selected to provide a high gain to amplify this voltage, while  $C_F$  is added to filter out the high-frequency noise.

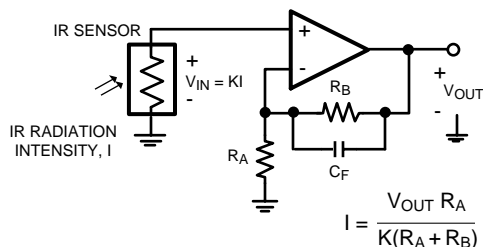


Figure 60. IR Radiation Sensor

## 9 Power Supply Recommendations

For proper operation, the power supplies must be properly decoupled. For decoupling the supply lines, TI recommends that 10-nF capacitors be placed as close as possible to the operational amplifier power supply pins. For single-supply, place a capacitor between  $V^+$  and  $V^-$  supply leads. For dual supplies, place one capacitor between  $V^+$  and ground, and one capacitor between  $V^-$  and ground.

## 10 Layout

### 10.1 Layout Guidelines

Connect low-ESR, 0.1- $\mu$ F ceramic bypass capacitors between each supply pin and ground, placed as close to the device as possible. A single bypass capacitor from  $V^+$  to ground is applicable for single-supply applications.

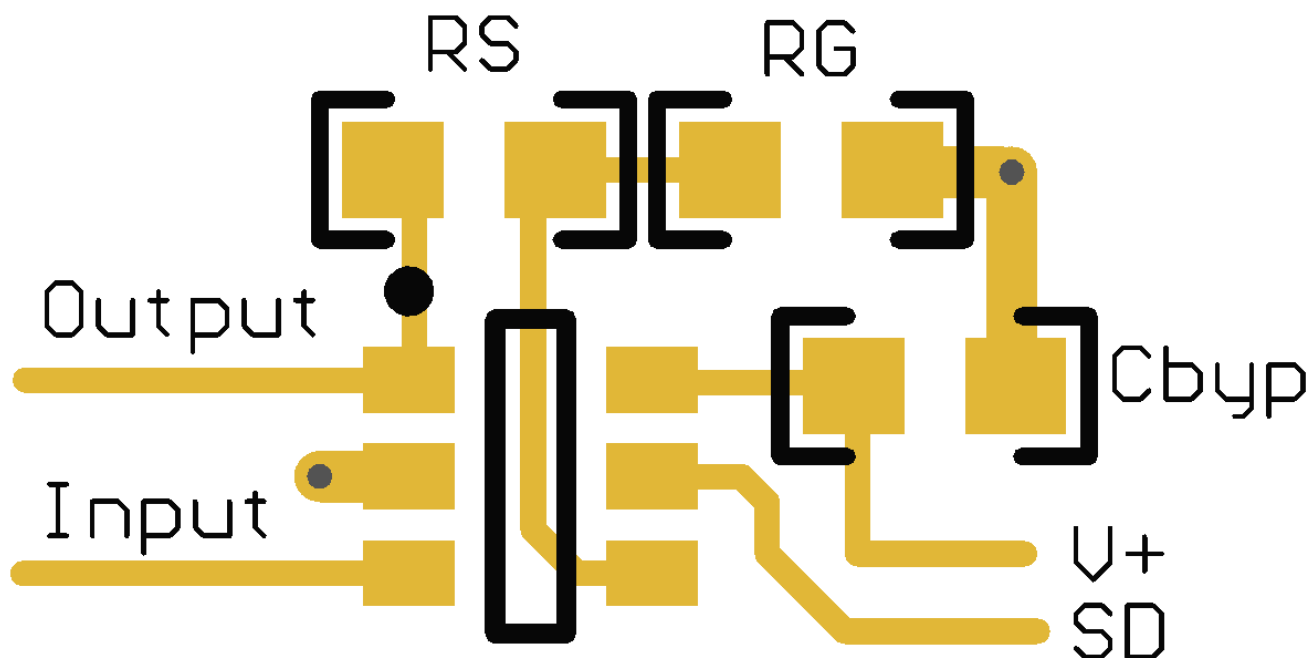
Noise can propagate into analog circuitry through the power pins of the circuit as a whole and operational amplifier itself. Bypass capacitors are used to reduce the coupled noise by providing low-impedance power sources local to the analog circuitry.

Separate grounding for analog and digital portions of circuitry is one of the simplest and most-effective methods of noise suppression. One or more layers on multilayer PCBs are usually devoted to ground planes. A ground plane helps distribute heat and reduces EMI noise pickup. Make sure to physically separate digital and analog grounds, paying attention to the flow of the ground current.

The ground pin should be connected to the PCB ground plane at the pin of the device.

The feedback components should be placed as close to the device as possible minimizing strays.

### 10.2 Layout Example



**Figure 61. Typical SOT Layout**

## 11 Device and Documentation Support

### 11.1 Device Support

#### 11.1.1 Development Support

For developmental support, see the following:

- LMV791 PSICE Model, [SNOM056](#)
- LMV792 PSICE Model, [SNOM057](#)
- TINA-TI SPICE-Based Analog Simulation Program, <http://www.ti.com/tool/tina-ti>
- DIP Adapter Evaluation Module, <http://www.ti.com/tool/dip-adapter-evm>
- TI Universal Operational Amplifier Evaluation Module, <http://www.ti.com/tool/opampevm>
- TI Filterpro Software, <http://www.ti.com/tool/filterpro>

### 11.2 Documentation Support

#### 11.2.1 Related Documentation

For related documentation, see the following:

- *AN-31 Op Amp Circuit Collection*, [SNLA140](#)
- *Feedback Plots Define Op Amp AC Performance*, [SBOA015 \(AB-028\)](#)
- *Circuit Board Layout Techniques*, [SLOA089](#)
- *Op Amps for Everyone*, [SLOD006](#)
- *Capacitive Load Drive Solution using an Isolation Resistor*, [TIPD128](#)
- *Handbook of Operational Amplifier Applications*, [SBOA092](#)

### 11.3 Related Links

The table below lists quick access links. Categories include technical documents, support and community resources, tools and software, and quick access to sample or buy.

**Table 2. Related Links**

PARTS	PRODUCT FOLDER	SAMPLE & BUY	TECHNICAL DOCUMENTS	TOOLS & SOFTWARE	SUPPORT & COMMUNITY
LMV791	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>
LMV792	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>	<a href="#">Click here</a>

### 11.4 Community Resources

The following links connect to TI community resources. Linked contents are provided "AS IS" by the respective contributors. They do not constitute TI specifications and do not necessarily reflect TI's views; see TI's [Terms of Use](#).

**TI E2E™ Online Community** *TI's Engineer-to-Engineer (E2E) Community*. Created to foster collaboration among engineers. At [e2e.ti.com](http://e2e.ti.com), you can ask questions, share knowledge, explore ideas and help solve problems with fellow engineers.

**Design Support** *TI's Design Support* Quickly find helpful E2E forums along with design support tools and contact information for technical support.

### 11.5 Trademarks

E2E is a trademark of Texas Instruments.  
All other trademarks are the property of their respective owners.

### 11.6 Electrostatic Discharge Caution



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

## 11.7 Glossary

[SLYZ022](#) — *TI Glossary*.

This glossary lists and explains terms, acronyms, and definitions.

## 12 Mechanical, Packaging, and Orderable Information

The following pages include mechanical, packaging, and orderable information. This information is the most current data available for the designated devices. This data is subject to change without notice and revision of this document. For browser-based versions of this data sheet, refer to the left-hand navigation.

## PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead/Ball Finish (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
LMV791MK/NOPB	ACTIVE	SOT-23-THIN	DDC	6	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	AS1A	<a href="#">Samples</a>
LMV791MKX/NOPB	ACTIVE	SOT-23-THIN	DDC	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	AS1A	<a href="#">Samples</a>
LMV792MM/NOPB	ACTIVE	VSSOP	DGS	10	1000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	AX2A	<a href="#">Samples</a>
LMV792MMX/NOPB	ACTIVE	VSSOP	DGS	10	3500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU SN	Level-1-260C-UNLIM		AX2A	<a href="#">Samples</a>

(1) The marketing status values are defined as follows:

**ACTIVE:** Product device recommended for new designs.

**LIFEBUY:** TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

**NRND:** Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

**PREVIEW:** Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

**OBSOLETE:** TI has discontinued the production of the device.

(2) Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

**TBD:** The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

**Pb-Free (RoHS):** TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

**Pb-Free (RoHS Exempt):** This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

**Green (RoHS & no Sb/Br):** TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(3) MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

(4) There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

(5) Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

(6) Lead/Ball Finish - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead/Ball Finish values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.



**Important Information and Disclaimer:** The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

**TAPE AND REEL INFORMATION**


\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LMV791MK/NOPB	SOT-23-THIN	DDC	6	1000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMV791MKX/NOPB	SOT-23-THIN	DDC	6	3000	178.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
LMV792MM/NOPB	VSSOP	DGS	10	1000	178.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1
LMV792MMX/NOPB	VSSOP	DGS	10	3500	330.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8.0	12.0	Q1

## TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS

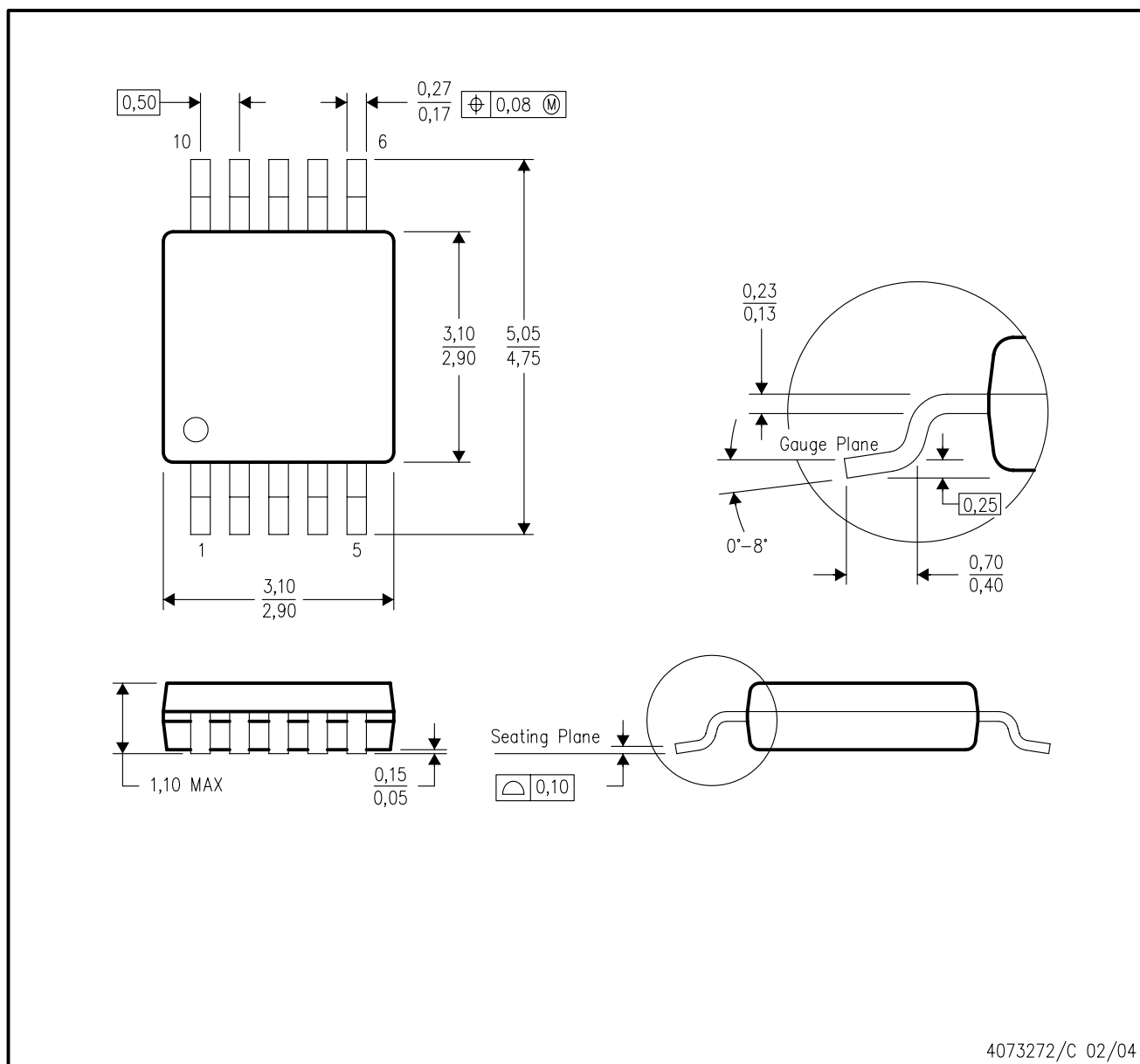


\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LMV791MK/NOPB	SOT-23-THIN	DDC	6	1000	210.0	185.0	35.0
LMV791MKX/NOPB	SOT-23-THIN	DDC	6	3000	210.0	185.0	35.0
LMV792MM/NOPB	VSSOP	DGS	10	1000	210.0	185.0	35.0
LMV792MMX/NOPB	VSSOP	DGS	10	3500	367.0	367.0	35.0

## DGS (S-PDSO-G10)

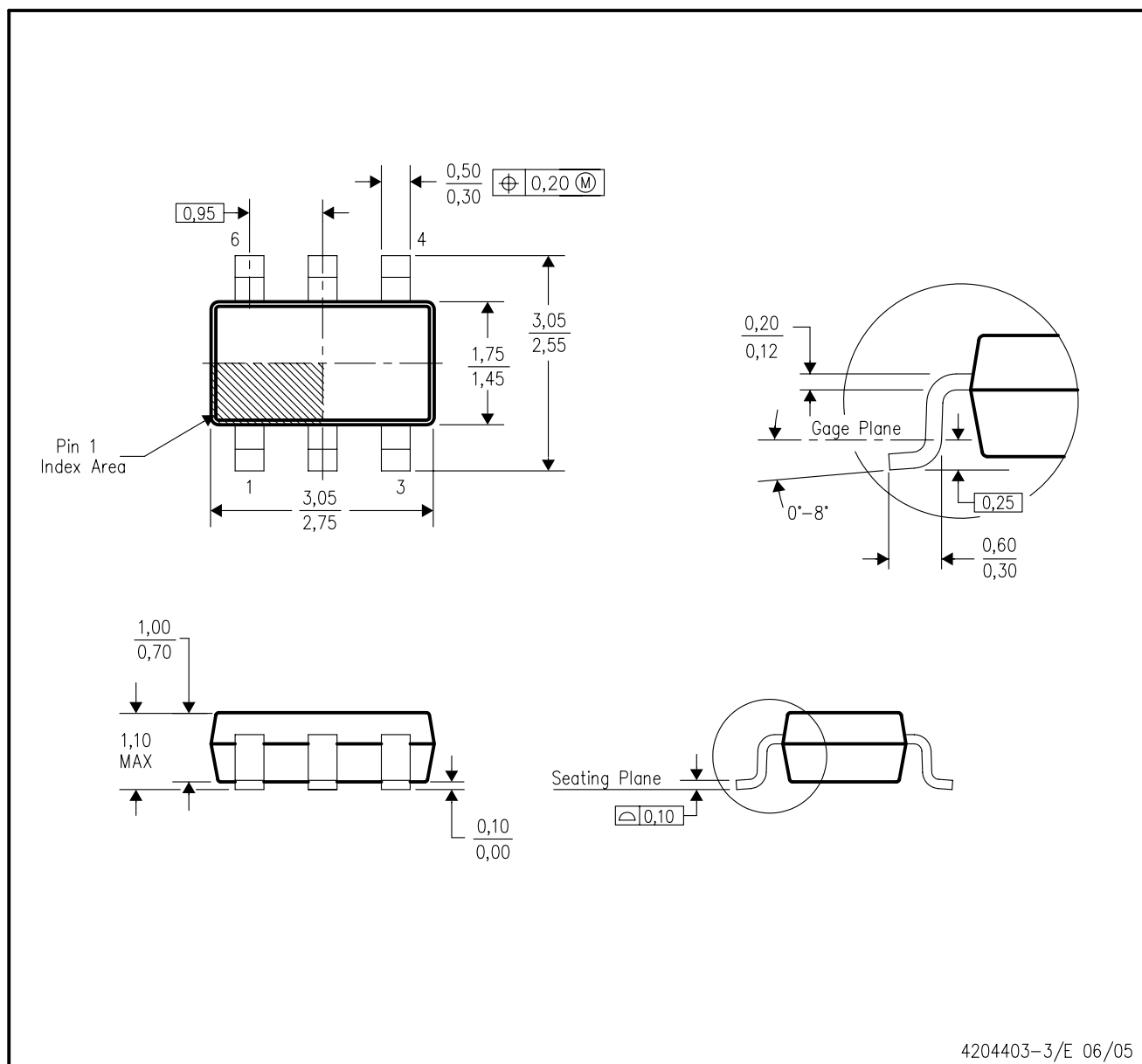
## PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
  - D. Falls within JEDEC MO-187 variation BA.

## DDC (R-PDSO-G6)

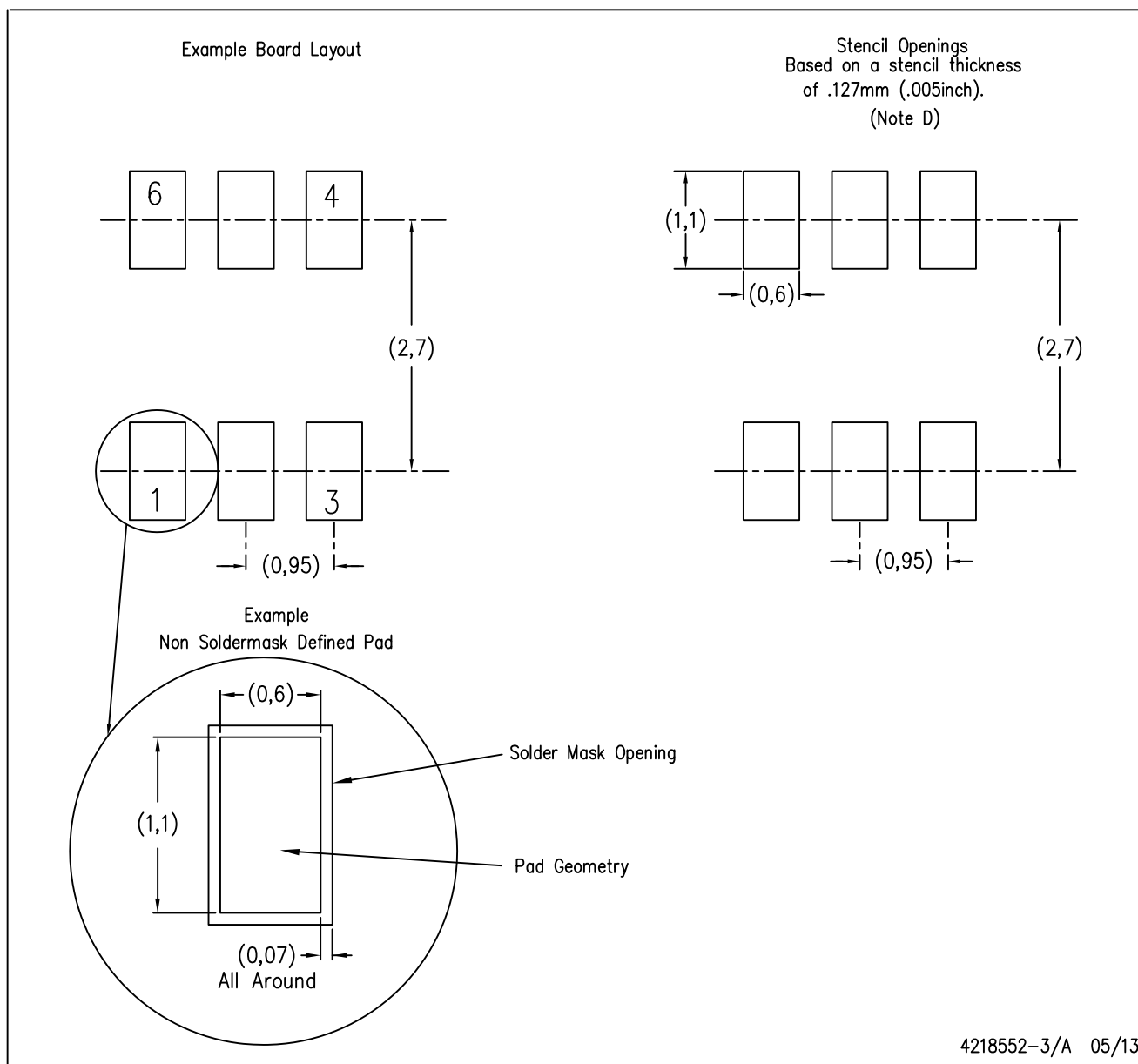
## PLASTIC SMALL-OUTLINE



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
  - This drawing is subject to change without notice.
  - Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
  - Falls within JEDEC MO-193 variation AA (6 pin).

DDC (R-PDSO-G6)

PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
  - B. This drawing is subject to change without notice.
  - C. Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
  - D. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Example stencil design based on a 50% volumetric metal load solder paste. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated (TI) reserves the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its semiconductor products and services per JESD46, latest issue, and to discontinue any product or service per JESD48, latest issue. Buyers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete.

TI's published terms of sale for semiconductor products (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>) apply to the sale of packaged integrated circuit products that TI has qualified and released to market. Additional terms may apply to the use or sale of other types of TI products and services.

Reproduction of significant portions of TI information in TI data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. TI is not responsible or liable for such reproduced documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions. Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Buyers and others who are developing systems that incorporate TI products (collectively, "Designers") understand and agree that Designers remain responsible for using their independent analysis, evaluation and judgment in designing their applications and that Designers have full and exclusive responsibility to assure the safety of Designers' applications and compliance of their applications (and of all TI products used in or for Designers' applications) with all applicable regulations, laws and other applicable requirements. Designer represents that, with respect to their applications, Designer has all the necessary expertise to create and implement safeguards that (1) anticipate dangerous consequences of failures, (2) monitor failures and their consequences, and (3) lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate actions. Designer agrees that prior to using or distributing any applications that include TI products, Designer will thoroughly test such applications and the functionality of such TI products as used in such applications.

TI's provision of technical, application or other design advice, quality characterization, reliability data or other services or information, including, but not limited to, reference designs and materials relating to evaluation modules, (collectively, "TI Resources") are intended to assist designers who are developing applications that incorporate TI products; by downloading, accessing or using TI Resources in any way, Designer (individually or, if Designer is acting on behalf of a company, Designer's company) agrees to use any particular TI Resource solely for this purpose and subject to the terms of this Notice.

TI's provision of TI Resources does not expand or otherwise alter TI's applicable published warranties or warranty disclaimers for TI products, and no additional obligations or liabilities arise from TI providing such TI Resources. TI reserves the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its TI Resources. TI has not conducted any testing other than that specifically described in the published documentation for a particular TI Resource.

Designer is authorized to use, copy and modify any individual TI Resource only in connection with the development of applications that include the TI product(s) identified in such TI Resource. NO OTHER LICENSE, EXPRESS OR IMPLIED, BY ESTOPPEL OR OTHERWISE TO ANY OTHER TI INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT, AND NO LICENSE TO ANY TECHNOLOGY OR INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT OF TI OR ANY THIRD PARTY IS GRANTED HEREIN, including but not limited to any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information regarding or referencing third-party products or services does not constitute a license to use such products or services, or a warranty or endorsement thereof. Use of TI Resources may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

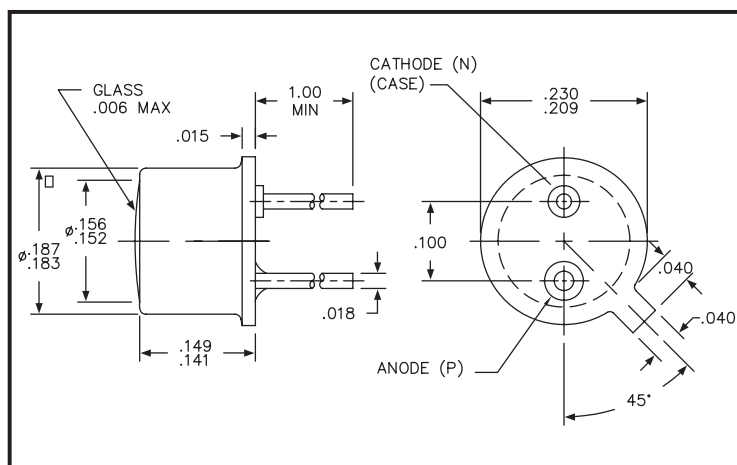
TI RESOURCES ARE PROVIDED "AS IS" AND WITH ALL FAULTS. TI DISCLAIMS ALL OTHER WARRANTIES OR REPRESENTATIONS, EXPRESS OR IMPLIED, REGARDING RESOURCES OR USE THEREOF, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ACCURACY OR COMPLETENESS, TITLE, ANY EPIDEMIC FAILURE WARRANTY AND ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF ANY THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS. TI SHALL NOT BE LIABLE FOR AND SHALL NOT DEFEND OR INDEMNIFY DESIGNER AGAINST ANY CLAIM, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ANY INFRINGEMENT CLAIM THAT RELATES TO OR IS BASED ON ANY COMBINATION OF PRODUCTS EVEN IF DESCRIBED IN TI RESOURCES OR OTHERWISE. IN NO EVENT SHALL TI BE LIABLE FOR ANY ACTUAL, DIRECT, SPECIAL, COLLATERAL, INDIRECT, PUNITIVE, INCIDENTAL, CONSEQUENTIAL OR EXEMPLARY DAMAGES IN CONNECTION WITH OR ARISING OUT OF TI RESOURCES OR USE THEREOF, AND REGARDLESS OF WHETHER TI HAS BEEN ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGES.

Unless TI has explicitly designated an individual product as meeting the requirements of a particular industry standard (e.g., ISO/TS 16949 and ISO 26262), TI is not responsible for any failure to meet such industry standard requirements.

Where TI specifically promotes products as facilitating functional safety or as compliant with industry functional safety standards, such products are intended to help enable customers to design and create their own applications that meet applicable functional safety standards and requirements. Using products in an application does not by itself establish any safety features in the application. Designers must ensure compliance with safety-related requirements and standards applicable to their applications. Designer may not use any TI products in life-critical medical equipment unless authorized officers of the parties have executed a special contract specifically governing such use. Life-critical medical equipment is medical equipment where failure of such equipment would cause serious bodily injury or death (e.g., life support, pacemakers, defibrillators, heart pumps, neurostimulators, and implantables). Such equipment includes, without limitation, all medical devices identified by the U.S. Food and Drug Administration as Class III devices and equivalent classifications outside the U.S.

TI may expressly designate certain products as completing a particular qualification (e.g., Q100, Military Grade, or Enhanced Product). Designers agree that it has the necessary expertise to select the product with the appropriate qualification designation for their applications and that proper product selection is at Designers' own risk. Designers are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such selection.

Designer will fully indemnify TI and its representatives against any damages, costs, losses, and/or liabilities arising out of Designer's non-compliance with the terms and provisions of this Notice.



## FEATURES

- Peak response at 470nm
- Spectral bandwidth 100nm
- Low dark current
- No optical filters used



## ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTICS AT 25°C

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Active Area			0.62		mm <sup>2</sup>
Responsivity, $\mathcal{R}$	@ 380nm		0.02		A/W
	@ 470nm	0.25	0.30		
	@ 540nm		0.02		
Dark Current, $I_{dr}$	$V_R = 1V$		30	100	pA
Reverse Breakdown Voltage, $V_R$	$I_R = 10\mu A$	5			Volts
Capacitance, C	$V_R = 0V$		120		pF
Rise Time	$V_R = 1V$		200		nsec

## THERMAL PARAMETERS

Storage and Operating Temperature Range	-30°C TO 85°C
Lead Soldering Temperature <sup>1</sup>	260°

<sup>1</sup>1/16" from case for 10 seconds.



